



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ANTÉNNÍ PŘEDZESILOVAČ PRO MĚŘENÍ EMI

ANTENNA PREAMPLIFIER FOR EMI MEASUREMENTS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Milan Sedlák

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

BRNO 2018

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**

Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Milan Sedlák

ID: 164391

Ročník: 2

Akademický rok: 2017/18

NÁZEV TÉMATU:

Anténní předzesilovač pro měření EMI

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Podrobně se seznámte se s možností realizace nízko-šumových předzesilovačů používaných při měření a testování elektromagnetického rušení v EMC zkušebnách. Na základě takto získaných znalostí navrhnete anténní předzesilovač pro kmitočtové pásmo 30 MHz až 1 GHz. Předzesilovač by měl mít minimální hodnotu zesílení 20 dB a měl by být schopen zpracovat vstupní signály minimálně o velikosti -120 dBm. Při návrhu dbejte na nízký vlastní šum předzesilovače. Dále dbejte na to aby, navržený předzesilovač rovnoměrně pokrýval celé zadané kmitočtové pásmo s minimálním poklesem zesílení v požadovaném pásmu. Koncepti vámi navrženého předzesilovače otestujte pomocí sady jednoduchých měření.

Na základě předchozích znalostí a zkušeností realizujte anténní předzesilovač a včetně požadavků zadavatele (firmy UNIS, a.s.). Předzesilovač vybavte vhodnou krabičkou. S pomocí realizovaného předzesilovače provedte ověřovací EMI měření několika náhodně vybraných testovacích zařízení. Dosažené výsledky porovnejte s referenčními měřeními získanými bez použití předzesilovače.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] PAUL, C., R. Introduction to Electromagnetic Compatibility. John Wiley, New York, 1992. 784 stran. ISBN 978-0471549277

Termín zadání: 5.2.2018

Termín odevzdání: 17.5.2018

Vedoucí práce: Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

Konzultant:

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Diplomová práce se zabývá návrhem nízkošumového předzesilovače pracujícího ve frekvenčním pásmu od 30 MHz do 1 GHz, využitelného při měření a testování elektromagnetické interference ve zkušebnách elektromagnetické kompatibility. Teoretická část práce je zaměřena na rozbor a popis potřebných vlastností nízkošumových předzesilovačů, potřebných pro následný návrh. Praktická část práce se věnuje výběru vhodných komponent, simulaci, návrhu a následné realizaci nízkošumového předzesilovače. V závěru práce jsou popsány a diskutovány dosažené výsledky samotného návrhu a finálních ověřovacích měření.

KLÍČOVÁ SLOVA

Nízkošumový předzesilovač, elektromagnetická interference, elektromagnetická kompatibilita, simulace, Ansoft Designer, planární filtr

ABSTRACT

The master thesis deals with the design of a low noise preamplifier operating in the frequency range from 30 MHz to 1 GHz, usable for measuring and testing of electromagnetic interference in the electromagnetic compatibility test rooms. The introductory, theoretical, part is focused on the analysis and description of the necessary properties of the low noise preamplifier required for the subsequent design. The practical part deals with the selection of suitable components, simulation, design and subsequent realization of low noise preamplifier. At the end of the thesis the design and the final verification measurements are described and discussed.

KEYWORDS

Low noise preamplifier, electromagnetic interference, electromagnetic compatibility, simulation, Ansoft Designer, planar filter

SEDLÁK, M. *Anténní předzesilovač pro měření EMI*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2018. 67 s., 19 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma Anténní předzesilovač pro měření EMI jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu Ing. Jiří Dřínovskému, Ph.D. za důvěru, kterou do mne při zpracování mé diplomové práce vložil.

OBSAH

Seznam obrázků	vii
Seznam tabulek	x
Úvod	1
1 Základní parametry LNA	2
1.1 Základní principy realizace.....	2
1.2 Linearizovaný model tranzistoru	2
1.3 Klíčové parametry při návrhu LNA.....	2
1.3.1 Impedanční přizpůsobení.....	3
1.3.2 Zdroje šumu a šumové číslo LNA	3
1.3.3 Zisk	5
1.3.4 Stabilita	7
1.3.5 Intermodulační zkreslení, P_{1dB} , IP3	9
2 Návrh LNA	11
2.1 Výběr vhodného IO	11
2.2 Volba substrátu a typu vedení.....	12
2.3 Základní simulační model.....	13
2.4 Mezistupňový filtr DP	17
2.5 Dvoustupňový LNA.....	24
2.6 Optimalizace návrhu	27
2.6.1 Vstupní HP filtr.....	27
2.6.2 Náhrada ideálních součástek, úprava stabilizace LNA.....	28
2.6.3 ESD ochrana	31
2.7 Tvorba prototypu	31
2.8 Měření prototypu	32
2.8.1 S parametry 1. stupně.....	32
2.8.2 S parametry mezistupňového filtru.....	34
2.8.3 S parametry navrženého LNA	34
2.8.4 Vstupní HP filtr.....	35
2.8.5 Spektrální měření	36
3 Finální verze LNA	38

3.1	Vstupní atenuátor	38
3.1.1	Spektrální měření, alternativa	38
3.2	Simulace.....	39
3.3	Realizace	43
4	Řídící Modul	44
4.1	Elektronika.....	44
4.1.1	Napájecí část	44
4.1.2	Procesorová část	44
4.1.3	Komunikační část	44
4.1.4	Signalizační část	44
4.1.5	Nabíjecí část.....	45
4.2	Firmware.....	45
4.3	Realizace	47
5	Výsledné zařízení	49
5.1	Výsledky měření	50
5.1.1	NF	50
5.1.2	S parametry	51
5.1.3	P_{1dB}	52
5.1.4	Srovnání naměřených a simulovaných dat	52
5.1.5	Řídící modul	53
5.2	Teseq: LNA 6901.....	53
6	Měření v EMC komoře	55
7	Katalogový list	61
8	Závěr	63
	Literatura	64
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	66
A	Grafy naměřených hodnot	68
	S parametry pro 0 dB útlumu na vstupu.....	68
	S parametry pro 5 dB útlumu na vstupu.....	69
	S parametry pro 10 dB útlumu na vstupu.....	70
	NF pro jednotlivé útlumy na vstupu.....	71

Srovnání zisku LNA měřeného pomocí VNA a NFA.....	72
Závislost výstupního výkonu na vstupním výkonu	73
Závislost zisku LNA na vstupním výkonu	74
Průběh napětí akumulátoru v provozním režimu LNA	75
Průběh napětí akumulátoru při nabíjení	76
B Návrh zařízení	77
Obvodové zapojení anténního předzesilovače pro měření EMI (RF_support_v2_1)	77
Deska plošných spojů anténního předzesilovače pro měření EMI (RF_support_v2_1) – top vrstva	78
Deska plošných spojů anténního předzesilovače pro měření EMI (RF_support_v2_1) – bottom vrstva	78
Deska plošných spojů anténního předzesilovače pro měření EMI (RF_support_v2_1) – osazovací plán	79
Obvodové zapojení anténního předzesilovače pro měření EMI (MCU_board_v2_0).....	80
Deska plošných spojů anténního předzesilovače pro měření EMI (MCU_board_v2_0) – top vrstva.....	81
Deska plošných spojů anténního předzesilovače pro měření EMI (MCU_board_v2_0) – bottom vrstva.....	81
Deska plošných spojů anténního předzesilovače pro měření EMI (MCU_board_v2_0) – osazovací plán	82
C Seznam součástek	83
Seznam součástek pro desku plošných spojů anténního předzesilovače pro měření EMI (RF_support_v2_1).....	83
Seznam součástek pro desku plošných spojů anténního předzesilovače pro měření EMI (MCU_board_v2_0)	85

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1.1	Kružnice konstantního F vyneseny ve Smithově diagramu [4].....	5
Obrázek 1.2	Blokové zapojení jednostupňového tranzistorového zesilovače [6].....	6
Obrázek 1.3	Zajištění širokopásmové stability pro vstup (vlevo) a pro výstup (vpravo) [6].....	9
Obrázek 1.4	Bod zahrazení zesilovače [2]	10
Obrázek 2.1	Příklad realizace širokopásmového LNA [8].....	11
Obrázek 2.2	Simulační model pro návrh prvního stupně LNA s využitím MGA 30889	14
Obrázek 2.3	Analytické řešení stability simulačního modelu	14
Obrázek 2.4	Řešení stability simulačního modelu pomocí kružnic stability pro vstup (KCS) a výstup (KCL)	15
Obrázek 2.5	Analytické řešení stability simulačního modelu po připojení rezistivní zátěže	15
Obrázek 2.6	Řešení stability simulačního modelu KCS a KCL po připojení rezistivní zátěže	16
Obrázek 2.7	S parametry simulačního modelu	16
Obrázek 2.8	Graf frekvenční závislosti F_{MIN} a NF simulačního modelu.....	17
Obrázek 2.9	Frekvenční a teplotní závislost $OIP3$ a $P_{1\text{dB}}$ MGA 30889 [9]	17
Obrázek 2.10	Výstup skriptu pro návrh planární DP	19
Obrázek 2.11	Náhradní schéma DP	20
Obrázek 2.12	Srovnání S_{11} a S_{21} planární a normované DP	20
Obrázek 2.13	Navržená planární struktura filtru typu DP.....	21
Obrázek 2.14	Srovnání S_{11} jednotlivých DP	21
Obrázek 2.15	Srovnání S_{21} jednotlivých DP	22
Obrázek 2.16	Část dat vytvořeného modelu planárního filtru pro obvodový simulátor.....	23
Obrázek 2.17	Kontrola správnosti šumových vlastností vytvořeného modelu planárního filtru	23
Obrázek 2.18	Schéma modelu dvoustupňového LNA s mezistupňovým filtrem	24
Obrázek 2.19	Analytická kontrola stability modelu dvoustupňového LNA	24
Obrázek 2.20	Řešení stability modelu dvoustupňového LNA pomocí KCS a KCL	25
Obrázek 2.21	S parametry modelu dvoustupňového LNA	25
Obrázek 2.22	Detail přenosu modelu dvoustupňového LNA	26

Obrázek 2.23	NF a F_{MIN} modelu dvoustupňového LNA	26
Obrázek 2.24	Schéma vstupní HP včetně hodnot součástek	27
Obrázek 2.25	Model navrženého LNA včetně reálných součástek	28
Obrázek 2.26	Analytické určení stability výsledného modelu LNA	29
Obrázek 2.27	S parametry výsledného modelu LNA	29
Obrázek 2.28	Detail přenosu S_{21} výsledného modelu LNA	30
Obrázek 2.29	NF a F_{MIN} výsledného modelu LNA	30
Obrázek 2.30	Horní strana DPS prototypu LNA	32
Obrázek 2.31	Spodní strana DPS prototypu LNA	32
Obrázek 2.32	S parametry 1. stupně prototypu LNA	33
Obrázek 2.33	S parametry mezistupňového filtru	34
Obrázek 2.34	S parametry kompletního prototypu LNA	35
Obrázek 2.35	Přenos bez osazeného vstupního filtru (vlevo) a detail přenosu po osazení vstupního filtru (vpravo)	36
Obrázek 2.36	Výstupní testovací CW signál	36
Obrázek 2.37	Spektrum výstupu LNA při zaterminovaném vstupu	37
Obrázek 3.1	Blokový diagram SKY12343-364LF	38
Obrázek 3.2	Měření spektra na výstupu LNA při zakončeném vstupu zesilovače	39
Obrázek 3.3	Model finální verze LNA	40
Obrázek 3.4	Analytická kontrola stability finální verze LNA	40
Obrázek 3.5	S parametry finální verze LNA	41
Obrázek 3.6	Přenos S_{21} finální verze LNA	41
Obrázek 3.7	NF a F_{MIN} finální verze LNA	42
Obrázek 3.8	Schéma finální verze LNA	43
Obrázek 3.9	Fotografie realizované DPS RF modulu (RF_support_v2_1)	43
Obrázek 4.1	Schéma řídicího modulu	47
Obrázek 4.2	Fotografie realizované DPS řídicího modulu (MCU_board_v2_0)	48
Obrázek 5.1	Fotografie anténního předzesilovače pro měření EMI	49
Obrázek 5.2	Náhled do návrhu DPS v programu Eagle	50
Obrázek 5.3	Screenshot obrazovky při měření LNA s nastaveným útlumem 0 dB na vstupu	51
Obrázek 5.4	Nízkošumový předzesilovač LNA 6901 od firmy Teseq [19]	54
Obrázek 6.1	Výsledek měření při testovací sestavě bez LNA	55
Obrázek 6.2	Výsledky měření při použití LNA (0 dB útlum na vstupu)	56

Obrázek 6.3	Srovnání naměřených úrovní E pro různé konfigurace LNA (měření bez korekce)	57
Obrázek 6.4	Srovnání naměřených úrovní E pro různé konfigurace LNA (numerická korekce)	57
Obrázek 6.5	Měření druhého DUT s použitím navrženého LNA (0 dB útlum na vstupu) a hrubé kalibrace dat	58
Obrázek 6.6	Měření druhého DUT s použitím „referenčního“ LNA a přesné kalibrace dat.....	59
Obrázek 6.7	Navržený nízkošumový předzesilovač pro měření EMI „v akci“	60
Obrázek 6.8	Fotografie EMC zkušebny firmy UNIS, a.s.	60

SEZNAM TABULEK

Tabulka 2.1	Srovnání vhodných IO pro návrh LNA	12
Tabulka 2.2	Srovnání matematického modelu a 2.5D modelu	22
Tabulka 2.3	Srovnání S parametrů prototypu a modelu 1. stupně LNA.....	33
Tabulka 2.4	Srovnání S parametrů prototypu a modelu filtru	34
Tabulka 2.5	Srovnání S parametrů prototypu a modelu kompletního LNA.....	35
Tabulka 3.1	Srovnání NF pro model bez a s možností vstupního útlumu.....	42
Tabulka 3.2	Srovnání simulovaných parametrů pro jednotlivé hodnoty útlumu na vstupu.....	42
Tabulka 5.1	Výsledky měření NF	50
Tabulka 5.2	Srovnání zisku při měření VNA a NFA.....	51
Tabulka 5.3	Výsledky měření S parametrů.....	52
Tabulka 5.4	Maximální úroveň vstupního CW signálu při kompresi 1 dB na výstupu	52
Tabulka 5.5	Srovnání naměřených a simulovaných dat	53
Tabulka 5.6	Srovnání komerčního a „vlastního“ LNA.....	54

ÚVOD

Cílem diplomové práce je navrhnout nízkošumový předzesilovač (LNA), jehož účelem je zlepšení citlivosti měřicího řetězce při měření a testování elektromagnetické interference (EMI) ve zkušebních komorách elektromagnetické kompatibility (EMC). LNA je navrhováno tak, aby pracovalo ve frekvenčním pásmu od 30 MHz do 1 GHz, přičemž při návrhu je kladen důraz na minimalizaci zvlnění přenosu a šumového čísla v celém pracovním pásmu.

Teoretická příprava je podrobněji zaměřena na popis klíčových parametrů a kritérií využívaných při praktickém návrhu. Jedná se zejména o impedanční přizpůsobení, zisk, stabilitu aj.

Praktická část je z počátku zaměřena na volbu vhodných komponent, na kterých je založen další postup, přičemž k návrhu a simulaci je využito studentské verze programu Ansoft Designer, firmy Ansys. LNA je ve výsledku realizováno dvěma stupni, zajišťující dosažení potřebného zisku, přičemž mezi jednotlivé stupně je zařazen mezistupňový filtr typu dolní propust, zajišťující filtraci nežádoucích intermodulačních produktů. Pro návrh samotného filtru jsou napsány skripty v nelicencovaném programu GNU Octave. Dílčí návrhy tohoto filtru jsou srovnány s výsledky planárního simulátoru, jenž je součástí Ansoft Designeru.

Na základě vyhotoveného prototypu a následných optimalizací jeho změřených parametrů je navržen výsledný nízkošumový předzesilovač pro měření EMI. Dle požadavků zadavatele jsou na vstup LNA zařazeny tři pasivní útlumové články, mezi kterými lze přepínat, umožňující zpracovávat vstupní signály o vyšší výkonové úrovni. Současně je na vstupu zařazena ESD ochrana a horní propust, zajišťující zmenšení zvlnění zisku. Na výstup LNA je přidán pasivní útlumový článek zajišťující zlepšení přizpůsobení výstupního portu. Celé zařízení je konstruováno tak, aby nebylo nutné externího napájení, které přináší nevýhodu v podobě nutnosti rozvodu napájecí kabeláže po zkušebně EMC.

Pomocí standardních měření na vektorovém obvodovém analyzátoru a analyzátoru šumového čísla jsou ověřeny základní vlastnosti takto navrženého LNA. V poslední řadě je zařízení, coby výsledek diplomové práce, zařazeno do měřicího řetězce ve zkušební komoře firmy UNIS, a.s., kde je na dvou testovaných zařízeních experimentálně ověřen jeho vliv na zlepšení citlivosti celé měřicí soustavy.

Dosažené výsledky jsou shrnuty a popsány v samotném závěru práce.

1 ZÁKLADNÍ PARAMETRY LNA

Úkolem nízkošumového předzesilovače je zesilovat přijímané signály, zpravidla o velmi malé výkonové úrovni, s cílem zlepšit poměr signál/šum (S/N). LNA z principu zesiluje jak signál, tak šum, přivedený na jeho vstupní svorky, přičemž při návrhu je kladen důraz na minimalizaci šumového čísla a, dle aplikace, maximalizaci zisku.

Na základně Friisova vztahu (1.6) je blok LNA umístován výhradě za přijímací anténu, díky čemuž dojde k redukci šumového čísla (NF) celého měřicího řetězce a maximalizaci poměru S/N . Právě snížení NF má zásadní vliv na citlivost měřicího řetězce – čím nižší NF , tím lepší citlivost.

1.1 Základní principy realizace

LNA je možné realizovat jako monolitický mikrovlnný integrovaný obvod (MMIC), který obsahuje kompletní zapojení (přízpusobovací obvody, RF tranzistory, atd.) potřebné pro správnou činnost. Druhou variantou při návrhu LNA je využití diskretních RF tranzistorů (bipolární BJT, unipolární FET). Takový návrh bývá zpravidla rozšířen o nutnost doplnit zapojení o impedanční přizpůsobení, zajištění pracovního bodu atp.

Protože LNA využívá tranzistorů, tedy nelineárních aktivních prvků, jsou jeho parametry závislé na kmitočtu a teplotě. K jejich popisu se tak využívá zjednodušených matematických modelů, umožňující simulaci jejich aplikačních návrhů.

1.2 Linearizovaný model tranzistoru

Vzhledem k tomu, že je LNA zpravidla konstruováno pro práci s velmi malými úrovněmi vstupních i výstupních signálů (jednotky, maximálně desítky mW), lze pro jeho návrh využívat jeho linearizovaného modelu. Tento model předpokládá, že se nastavený pracovní bod aktivního prvku příliš nemění, a lze tak využít jeho popisu pomocí S parametrů.

Modely pro různé aktivní, ale i pasivní (filtry, atenuátory, přepínače atp.) prvky jsou v drtivé většině případů dostupné na stánkách výrobce, případně přímo v katalogových listech. Tyto modely obsahují textový zápis naměřených S parametrů (modul i fáze, měřeny zpravidla při impedanci $50\ \Omega$) a často i šumové vlastnosti daného prvku. Důležitý je fakt, že každý linearizovaný model je platný vždy pro specificky nastavený pracovní bod, a nelze tak tedy mluvit o obecných modelech umožňující simulaci při různě nastaveném pracovním bodu.

1.3 Klíčové parametry při návrhu LNA

Při návrhu LNA je nutné brát v potaz několik základních, avšak důležitých parametrů. Patří mezi ně především NF , zisk (G), linearita a stabilita. Při konkrétním návrhu je pak možné počítat i s dalšími parametry, kterými jsou například spotřeba celého zapojení,

odolnost proti ESD, nastavitelný zisk atp. Všechny tyto parametry jsou platné pouze pro specificky nastavený pracovní bod.

1.3.1 Impedanční přizpůsobení

Při impedančním přizpůsobování LNA dochází k cílené transformaci dané impedance na požadovanou impedanci, s cílem dosáhnout nejlepšího výkonového nebo šumového přizpůsobení. Při výkonovém přizpůsobování dochází k maximalizaci přenosu energie ze zdroje do zátěže, při šumovém přizpůsobování pak k minimalizaci šumového čísla. Při návrhu by měl být brán zřetel na:

- Složitost přizpůsobovacích obvodů. Je nevhodné použití velkého množství pasivních komponent přinášející vyšší ztráty.
- Šířku pásma přizpůsobovacích obvodů (obvykle je přizpůsobování navrhováno jako úzkopásmové s předem známou střední frekvencí zájmového pásma).
- Návrh desky plošných spojů (DPS), který je klíčový při vyhotovování ať už prototypů, či finální verze DPS.

Pozn.: Při impedančním přizpůsobování je vhodné využívat Smithova diagramu, či návrhových softwarů, které výrazně usnadňují práci.

1.3.2 Zdroje šumu a šumové číslo LNA

Existuje více zdrojů šumu, mezi které patří např. výstřelový šum, který vzniká při průchodu nosičů náboje PN přechodem. Dále pak „šum $1/f^{\alpha}$ “, vznikající v důsledku poruch krystalické mřížky polovodičů. Nicméně, mezi primární zdroje šumu patří níže popsany tepelný šum.

Jakákoliv elektronická součástka mající teplotu vyšší než je 0 K, je zdrojem bílého šumu (konstantní spektrální hustota výkonu), který vzniká náhodným pohybem částic. Výkon takového šumu P_N [W] je pak možné vyjádřit vztahem [1]:

$$P_N = k \cdot T \cdot B, \quad (1.1)$$

kde k je Boltzmanova konstanta ($1,38 \cdot 10^{-23}$ [J/K]), T [K] je teplota součástky a B [Hz] je šumová šířka pásma. Z výše uvedeného vztahu vyplývá, že s rostoucí teplotou T , stejně jako se zvyšující se šířkou pracovního pásma B , roste výkon šumu P_N . Úzkopásmovější a chladnější součástky budou tedy produkovat méně šumu (v praxi je možné se setkat s RF obvody, které jsou chlazeny např. tekutým dusíkem zajišťující minimalizaci teploty a s tím spojenou minimalizaci šumu). Při výpočtech se hojně využívá upraveného vztahu vycházejícího z rovnice (1.1) [2]:

$$P_N = -174 + 10 \log(B), \quad (1.2)$$

kde B [Hz] je šířka pracovního pásma. Nutno podotknout, že vztah (1.2) pro P_N [dBm] je platný pouze za předpokladu $T = 290$ K. Prakticky je možné se s rovnicí setkat například při měření šumového čísla pomocí výkonové metody.

Pozn.: Je-li při jakémkoliv měření využit spektrální analyzátor (SA), např. při měření EMC, je pak hladina měřeného šumu SA dána RBW filtrem. Užší RBW filtr snižuje hladinu měřeného šumu – to je dáno právě souvislostí mezi šířkou pracovního pásma a výkonem šumu.

Šumové vlastnosti LNA charakterizuje jeho šumový činitel F [-] (případně jeho ekvivalentní šumová teplota T_e), který udává, jak LNA přispívá k celkovému výkonu šumu. Z níže uvedeného vztahu [1]:

$$F = \frac{(S/N)_{\text{vst}}}{(S/N)_{\text{výst}}} , \quad (1.3)$$

kde S [W] je výkonová úroveň signálu je a N [W] je výkonová úroveň šumu, vyplývá, že šumový činitel je prostý poměr S/N na vstupu ku S/N na výstupu. Na základě toho platí, že nešumící obvod má $F = 1$. Úpravou lze získat vztah pro aktivní dvojbran [1]:

$$F = \frac{N_p}{kTBG} + 1 , \quad (1.4)$$

kde N_p [W] je přidáný šum dvojbranem, k [J/K] je Boltzmanova konstanta, T [K] je teplota, B [Hz] je šumová šířka pásma a G [-] je zisk dvojbranu. Běžně se využívá šumové číslo NF [dB], které je dáno vztahem [1]:

$$NF = 10\log(F). \quad (1.5)$$

Pozn.: Šumové číslo aktivního dvojbranu je dle (1.4) nepřímo úměrné jeho zisku G . U pasivního dvojbranu je dáno hodnotou jeho útlumu, $NF = L$ [dB].

Běžně nastává situace, při které je zapojeno více bloků v řadě, kaskádě (např. spektrální analyzátor (SA) se skládá ze vstupního atenuátoru, LP filtru, následuje směšovač, po něm zesilovač atd.). Při popisu šumu takto řazených obvodů a nutnosti určit celkové NF takového systému je nutno využít rovnice popisující vztah mezi jednotlivými prvky a celkovým NF , zvané Friisův vztah [2]:

$$NF = 10\log(F) = 10\log\left(F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \dots + \frac{F_m - 1}{G_1 G_2 \dots G_{m-1}}\right), \quad (1.6)$$

kde NF [dB] je výsledné šumové číslo kaskádně řazených dvojbranů, m je počet prvků v systému, F_m [-] je šumový činitel m -tého prvku a G_m [-] je zisk m -tého prvku. Jak je vidět, výsledné šumové číslo je dáno součtem příspěvků jednotlivých dvojbranů, přičemž největší podíl na celkovém NF má vždy prvek řazen jako první.

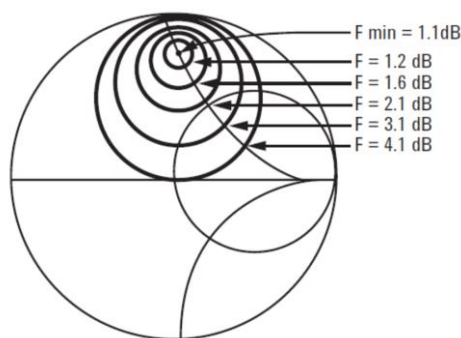
Pozn.: Lze určit míru šumu jednotlivých prvků kaskády pomocí míry šumu M . Je-li to v dané aplikaci možné, skládají se pak jednotlivé kaskády vždy vzestupně dle míry šumu, díky čemuž dojde k zajištění minimálního šumového čísla celého systému.

V měřicím řetězci EMC je vždy prvním prvkem anténa a bezprostředně za ní je připojováno LNA zvyšující citlivost měřicího řetězce. Na základě Friisova vztahu (1.6) je pak na LNA požadavek co nejnižší NF , které je dosaženo vhodným šumovým přizpůsobením obvodu.

Při šumovém přizpůsobování LNA je cílem najít konkrétní hodnotu optimálního vstupního činitele odrazu Γ_{OPT} [-] pro kterou však většinou není dosaženo maximálního dosažitelného zisku), při které je dosaženo minimálního šumového činitele F_{MIN} . Výsledné F pak lze určit ze vztahu [3]:

$$F = F_{\text{MIN}} + \frac{4r_N |\Gamma_S - \Gamma_{\text{OPT}}|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2) |1 + \Gamma_{\text{OPT}}|^2} , \quad (1.7)$$

kde r_N [-] je ekvivalentní šumový odpor (vztahený z pravidla k 50Ω systému), Γ_S [-] je činitel odrazu který vidí dvojbran na svém vstupu. Je-li $\Gamma_S = \Gamma_{OPT}$ je pak $F = F_{MIN}$. Při návrhu lze ve Smithově diagramu vykreslit kružnice konstantního F (uvnitř je pak šumové číslo vždy nižší). Grafické znázornění kružnic konstantního F je zobrazeno na obrázku 1.1:



Obrázek 1.1 Kružnice konstantního F vyneseny ve Smithově diagramu [4]

Pozn.: Potřebné parametry F_{MIN} , Γ_{OPT} a r_N lze dohledat v katalogovém listu dané součástky. Parametr r_N ($r_N = R_N / Z_0$) slouží jako citlivostní parametr naznačující, jak rychle se bude F měnit při odchýlení Γ_S od Γ_{OPT} .

S výše uvedenou znalostí šumových poměrů je vhodné zmínit pojem zvaný minimální detekovatelný signál (MDS). Aby SA (případně jakýkoliv přijímač) „viděl“ vstupní signál, je logické, že tento vstupní signál musí mít vyšší výkonovou úroveň, než jaká je výkonová úroveň hladiny šumu. Aby byl obecný přijímač schopen spolehlivě detekovat žádoucí signál, musí být dodržen určitý minimální S/N. Základní citlivost SA je omezena pouze jeho vlastním šumovým číslem (vyšší jednotky dB), přičemž pro detekci vstupního signálu není důležitý poměr S/N. Tato citlivost je dle Friisova vztahu (1.6) degradována jakoukoliv komponentou s nenulovým šumovým číslem. Šumová hladina obecného přijímače je s využitím rovnice (1.2) dána vztahem [5]:

$$MDS = P_{NF} = -174 + 10\log(B) + NF, \quad (1.8)$$

kde P_{NF} [dBm] je úroveň hladiny šumu, a pro SA je rovna MDS , B [Hz] je šumová šířka pásma a NF [dB] je šumové číslo přijímače.

S využitím vztahu (1.8) lze spočítat například citlivost (v tomto případě hladinu šumu) SA se šumovým číslem 6 dB, při použití filtru $RBW = 100$ Hz:

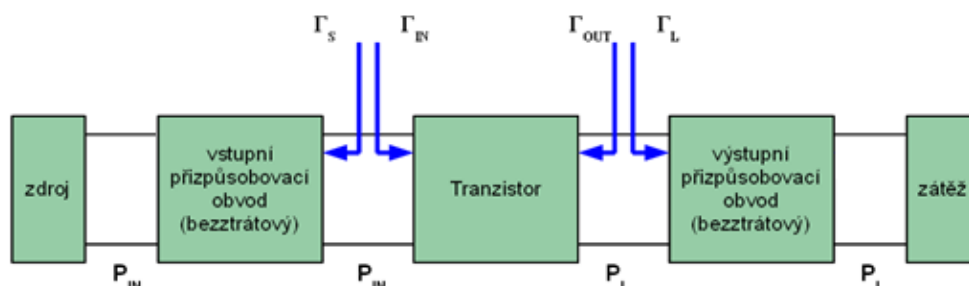
$$MDS = P_{NF} = -174 + 10 \cdot \log(100) + 6 = -148 \text{ dBm}.$$

Takto nastavený SA by tedy byl schopen detekovat „pouze“ signály o úrovni vyšší, než je -148 dBm. Připojením externího LNA, co by aktivní komponenty, s parametry $NF = 2$ dB, $G = 20$ dB na vstup SA je možné detekovat signály s nižší výkonovou úrovní (dle vztahů 1.6, 1.8), a to s cca -152 dBm, což je rozdíl 4 dB oproti stavu bez externího LNA. Tímto způsobem tak lze například ve zkušebnách EMC lze docílit zlepšení celkové citlivosti měřicí soustavy.

1.3.3 Zisk

Na obrázku 1.2 je znázorněno blokové zapojení jednostupňového tranzistorového

zesilovače, přizpůsobeného ke zdroji a zátěži ideálními, bezeztrátovými, přizpůsobovacími obvody. Na základě tohoto zapojení lze definovat jednotlivé činitele odrazu a s tím spojené přenášené výkony v různých místech obvodu.



Obrázek 1.2 Blokové zapojení jednostupňového tranzistorového zesilovače [6]

Činitele odrazu na vstupu a výstupu tranzistoru lze určit ze vztahů [2]:

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L}, \quad (1.9)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S}, \quad (1.10)$$

kde Γ_{IN}/Γ_{OUT} [-] je činitel odrazu na vstupu/výstupu tranzistoru (dvojbranu), S_{xx} jsou S parametry [-] tranzistoru (dvojbranu) a Γ_S/Γ_L [-] je činitel odrazu, který „vidí“ tranzistor na svém vstupu/výstupu (je závislý na impedanci generátoru/zátěže).

Pozn.: Je-li zpětný přenos S_{12} dostatečně malý (běžně dosahuje hodnot -40 dB), lze vztahy zjednodušit (při akceptaci velmi malé chyby výpočtu). Pak platí, že $\Gamma_{IN} = S_{11}$ a $\Gamma_{OUT} = S_{22}$. Takovému tranzistoru (dvojbranu) se pak říká unilaterální.

Provozní/energetický zisk (transducer power gain) G_T [-] je definovaný jako poměr výstupního výkonu do zátěže nebo do výstupního přizpůsobovacího obvodu (P_L) ku výkonu dostupného ve zdroji (P_{AVS}) za podmínky výkonového přizpůsobení ($P_{AVS} = P_{IN}$ za podmínky $\Gamma_{IN} = \Gamma_S^*$). Tedy [6]:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}}. \quad (1.11)$$

Tento zisk lze vyjádřit i pomocí činitelů odrazu, vztahem [6]:

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}, \quad (1.12)$$

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2}. \quad (1.13)$$

Rovnice (1.12) a (1.13) vychází z obecného vztahu [6]:

$$G_T = G_S G_0 G_L, \quad (1.14)$$

kde G_S a G_L [-] jsou zesílení vstupního a výstupního přizpůsobovacího obvodu (pro ideální obvod je jejich zesílení rovno 1, tedy bezeztrátové) a G_0 [-] je zesílení ($|S_{21}|^2$) tranzistoru (dvojbranu).

Výkonový zisk ((operating) power gain) G_P [-] je definovaný jako poměr P_L ku vstupnímu výkonu, přenášeného do tranzistoru nebo do vstupního přizpůsobovacího obvodu (P_{IN}). Není podmíněn výkonovým přizpůsobením Γ_S

$$G_P = \frac{P_L}{P_{IN}}, \quad (1.15)$$

$$G_P = \frac{1}{1-|\Gamma_{IN}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}. \quad (1.16)$$

Pozn.: Při výkonovém přizpůsobení vstupu ($\Gamma_S = \Gamma_{IN}^$) je $G_P = G_T$. Je-li požadován určitý zisk G_P , lze jej dosáhnout právě vhodnou volbou Γ_L .*

Dostupný zisk (available power gain) G_A [-] je definován jako poměr výkonu dostupného v tranzistoru (P_{AVN}) za podmínky výkonového přizpůsobení výstupu ($P_{AVN} = P_L$ za podmínky $\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^*$) ku P_{AVS} . Není podmíněn na Γ_L

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}}, \quad (1.17)$$

$$G_A = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1-|\Gamma_{OUT}|^2}. \quad (1.18)$$

Pozn.: Při výkonovém přizpůsobení vstupu ($\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^$) je $G_A = G_T$.*

Je-li tranzistor (dvojbran) výkonově přizpůsoben ($\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$ a $\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^*$), bude možno dosáhnout maximálního zisku (G_{TMAX}), přičemž obvod je absolutně stabilní. Je-li obvod potenciálně nestabilní (na mezi stability), lze dosáhnout maximálního stabilního zisku (G_{MSG}), který je zároveň maximální teoreticky dosažitelný zisk

$$G_{TMAX} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K^2 - 1}), \quad (1.19)$$

kde K [-] je Rolletův činitel stability. Pro G_{MSG} platí, že $K = 1$ (mez stability).

Pozn.: G_{MSG} je často uváděn v katalogových listech pro popis maximálních provozních schopností integrovaného obvodu (IO).

Menšího zisku, než je maximální, dosáhne tranzistor pro více kombinací Γ_S , Γ_L . Ve Smithově diagramu jsou tyto kombinace zobrazeny pomocí tzv. kružnic konstantního zisku – kružnice konstantního dostupného zisku G_A pro vstup (zobrazení Γ_S) a kružnice konstantního výkonového zisku G_P pro výstup (zobrazení Γ_L).

1.3.4 Stabilita

Stabilní obvod je ten, u kterého nedochází k samovolným oscilacím, které vznikají v případě, že odražený signál je větší než signál dopadající ($|\Gamma_{IN}| > 1$, resp. $|\Gamma_{OUT}| > 1$). S využitím obrázku 1.2 a na základě předem definovaných vztahů (1.9) a (1.10) lze říci, že celková stabilita nezávisí jen na S parametrech tranzistoru (dvojbranu), ale také na parametrech přizpůsobovacích obvodů. Připojením nevhodné impedance k neošetřenému obvodu tak může způsobit jeho oscilace a v extrémních případech i zničení. Protože S parametry jsou kmitočtově závislé (a tím pádem i stabilita), tranzistor (zesilovač) může být na určité frekvenci stabilní, přičemž na jiné frekvenci nestabilní. Ošetření těchto nežádoucích stavů je pak předmětem šetření stability.

Při splnění podmínky $|\Gamma_{IN}| < 1$ a $|\Gamma_{OUT}| < 1$ pro všechny impedance připojené na vstup/výstup (za podmínky $|\Gamma_S| < 1$ a $|\Gamma_L| < 1$) je obvod absolutně stabilní. Absolutně stabilní tranzistor (zesilovač) tedy po připojení jakékoliv pasivní zátěže nebude nikdy oscilovat. Pokud je $|\Gamma_{IN}| < 1$ a $|\Gamma_{OUT}| < 1$ pouze pro některé impedance připojené na

vstup/výstup (za podmínky $|\Gamma_S| < 1$ a $|\Gamma_L| < 1$), je tranzistor (zesilovač) potenciálně nestabilní a při připojení nevhodné pasivní zátěže nesplňující tyto podmínky, dojde k oscilaci. Řešení je možno nalézt buďto pomocí Smithova diagramu (vynesení kružnic stability) nebo analyticky.

Kružnice stability jsou grafickým znázorněním ve Smithově diagramu hranice mezi stabilní a nestabilní oblastí. Impedance nacházející se v nestabilní oblasti způsobí po připojení ke vstupu/výstupu tranzistoru (zesilovače) oscilace. Ze vztahů (1.9) a (1.10) lze vypočítat, že Γ_{IN} je závislý na Γ_L a Γ_{OUT} je závislý na Γ_S . Při hledání hranic nestability jsou hledány všechny Γ_S (případně Γ_L) pro které platí, že $|\Gamma_{OUT}| = 1$ (případně $|\Gamma_{IN}| = 1$). Pro stabilní oblast je pak ta část kružnice (vnitřní/vnější), ve které leží střed Smithova diagramu. Všechny impedance z nestabilní oblasti připojené na výstup způsobí nestabilitu vstupu (a naopak).

Pozn.: Kružnici stability pro Γ_S (případně Γ_L) se obecně říká kružnice stability pro vstup (případně výstup). Pro absolutně stabilní tranzistor (zesilovač) je celý Smithův diagram uvnitř kružnic stability. V Ansoft Designeru v modulu Smith Tool je stabilní oblast vyznačena čárkami.

Pro možnost analytického řešení je nejprve nutné definovat několik vztahů [6]:

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}, \quad (1.20)$$

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|}, \quad (1.21)$$

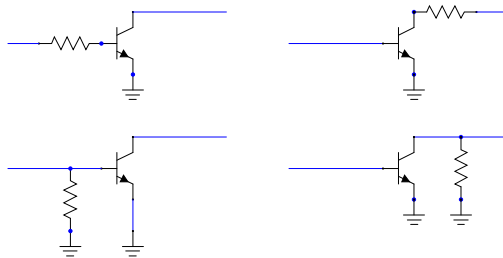
$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2, \quad (1.22)$$

kde Δ [-] je determinant matice S parametrů, K [-] je Rolletův činitel stability (občas označován jako Linvillův činitel stability) a B_1 [-] je tzv. parameter B_1 .

Aby byl tranzistor (zesilovač) stabilní, musí být splněna podmínka $K > 1$ a současně $B_1 > 0$. V praxi je možné setkat se s různými kritérii, co se stability týče. Mezi ty známější patří činitele stability μ_S (občas značen μ_1) a μ_L (občas značen μ_2). Tyto parametry μ_S/μ_L jsou měřítkem toho, jak vzdálený je střed Smithova diagramu od nejbližšího nestabilního bodu v rovině vstupu/výstupu. Čím větší je vzdálenost, tím stabilnější obvod je. Pro zajištění absolutní stability je samozřejmé, že $\mu_S > 1$ a $\mu_L > 1$. Nejsou-li výše uvedené podmínky splněny, tranzistor (zesilovač) je potenciálně nestabilní.

Pozn.: Podmínku $B_1 > 0$ lze nahradit podmínkou $|\Delta| < 1$. Pro $K = 1$ dosahuje tranzistor (zesilovač) nejvyšší zisk (1.19).

Stabilitu lze zajistit vhodným impedančním přizpůsobením (vhodné Γ_S a Γ_L), které je však úzkopásmové (při využití L a C). Pro širokopásmové zajištění stability je jedinou volbou připojit na vstup/výstup rezistivní zátěž, případně zápornou zpětnou vazbou (např. indukčnost v emitoru). Příklady zajištění stability jsou zobrazeny na obrázku 1.3.



Obrázek 1.3 Zajištění širokopásmové stability pro vstup (vlevo) a pro výstup (vpravo) [6]

Pozn.: Rezistivní zátěž na vstupu je u LNA nevhodná z hlediska šumu. Hodnota sériového rezistoru v kolektoru se volí prakticky kolem hodnoty $24\ \Omega$.

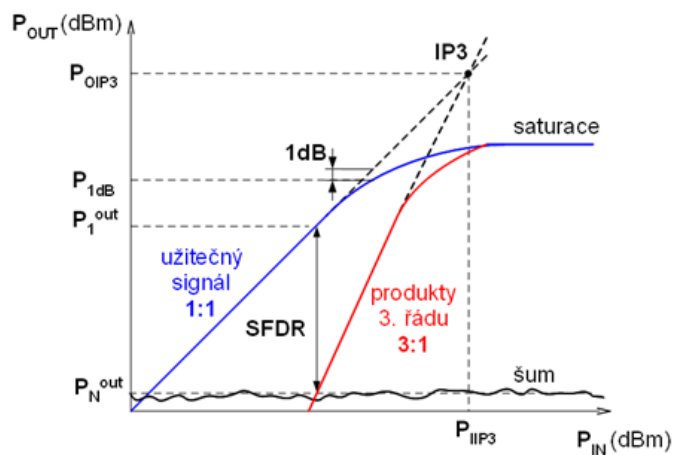
1.3.5 Intermodulační zkreslení, P_{1dB} , $IP3$

Protože je tranzistor (zesilovač) nelineární prvek, vznikají na základě více vstupních signálů na jeho výstupu nové spektrální, většinou nežádoucí (žádoucí jsou například při konstrukci násobiček kmitočtu) složky. Tyto nově vzniklé spektrální složky se obecně nazývají intermodulační produkty. Intermodulační produkty 3. řádu jsou z praktického hlediska nejvýznamnější, protože jejich výkonová úroveň roste 3x rychleji v porovnání s žádoucím signálem (zvýšení úrovně žádoucího signálu o 1 dB způsobí nárůst intermodulačních produktů 3. řádu o 3 dB) a současně jsou nejbližší užitečnému signálu. Je-li f_1 frekvence jednoho vstupního signálu a f_2 frekvence druhého vstupního signálu, pak intermodulační produkty 3. řádu mají frekvence $f_3 = 2f_2 - f_1$ a $f_4 = 2f_1 - f_2$.

Navyšováním úrovně vstupního signálu lze teoreticky dosáhnout stavu, při kterém se úroveň užitečného signálu a intermodulačních produktů 3. řádu rovnají. Tento bod se pak označuje jako $IP3$ (Intercept point) a je definován (obrázek 1.4) vstupním výkonem P_{IP3} a výstupním výkonem P_{OIP3} (občas značeným jen jako $OIP3$).

Pozn.: Prakticky bodu $IP3$ nelze dosáhnout, protože běžné zesilovače jsou od určité úrovně vstupního signálu zasaturovány a úroveň výstupního signálu se tak zvyšujícím se vstupním signálem nemění. Bod $IP3$ se používá pro představu výstupního spektra, je-li na vstupu tranzistoru (zesilovače) více vstupních signálů (např. 2 různé kontinuální nosné vlny – CW).

Pracuje-li tranzistor (zesilovač) správně, pak je úroveň výstupního signálu dána úrovní signálu vstupního a vlastního zesílení. Navyšování úrovně vstupního signálu však nelze vlivem saturace provozovat neomezeně, a tak se pro podrobnější popis používá tzv. bod jednodecibelové komprese (P_{1dB}). Tento bod definuje maximální výkonovou úroveň výstupního signálu, při kterém dochází k odchylce od lineárního průběhu zesílení tranzistoru (zesilovače) právě o 1 dB od ideálního průběhu (odchylka 1 dB je považována jako maximální přípustná hodnota zkreslení).



Obrázek 1.4 Bod zahrazení zesilovače [2]

Pozn.: Bod P_{1dB} a $IP3$ je běžně dostupný v katalogových listech dané součástky. Čím vyšší je bod P_{1dB} , tím větší je dynamický rozsah DR zesilovače. $SFDR$ je pak DR , při kterém jsou intermodulační produkty pod hladinou šumu

2 NÁVRH LNA

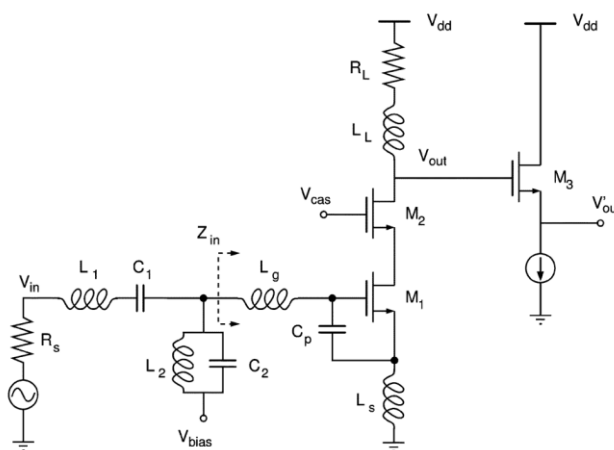
Navržením vhodného LNA lze, jak již bylo dříve zmíněno, zvýšit citlivost přijímací (měřicí) soustavy (např. pro laboratoř EMC). Konkrétní požadavky na návrh LNA jsou dle zadavatele: kmitočtové pásmo 30 MHz – 1 GHz, zesílení $G \geq 20$ dB (s minimálním zvlnění zisku – tzv. Gain flatness), citlivost -120 dBm a nízké NF . Právě široké pracovní pásmo je hlavní rozdíl, kterým se liší návrh běžného LNA od LNA pro měření EMI.

Důležitým parametrem, který nebyl specifikován, je impedance, se kterou má LNA pracovat. Protože LNA bude na základě Friisova vztahu umístěn hned na výstup měřicí antény využívané v laboratoři EMC, je důležité znát impedanci této antény.

K měření je využita lineárně polarizovaná anténa ETS Lindgren 3142E BiConiLog [7], pracující ve frekvenčním rozsahu 30 MHz – 6 GHz s nominální impedancí 50 Ω (na tuto impedanci tedy bude proveden návrh) a konektorem typu N (female). Výrobce uvádí sice frekvenční rozsah od 30 MHz, nicméně při tomto kmitočtu je $VSWR \approx 30:1$, přičemž průměrná hodnota $VSWR$ 2:1 je pro $f > 50$ MHz.

2.1 Výběr vhodného IO

Běžná konstrukce LNA se opírá o fakt, že se v drtivé většině jedná o úzkopásmovou aplikaci (např. LNA pro BT, ISM, GPS atp.). Při návrhu s téměř GHz šířkou pásma je nutné využít odlišných zapojení. Příklad takového zapojení je zobrazen na obrázku 2.1.



Obrázek 2.1 Příklad realizace širokopásmového LNA [8]

Realizace pomocí diskretních součástek tak není v této konkrétní aplikaci (přesněji řečeno v tak velkém pracovním pásmu) příliš vhodná volba. MMIC samozřejmě neobsahuje žádnou speciální část, která by nebyla možná realizovat pomocí diskretních součástek, nicméně množství použitých součástek by bylo příliš velké, a doprovázel by jej nárůst velikosti DPS, parazitních vlastností součástek atp. Na základě toho je vhodnější využití MMIC.

Pozn.: Schéma uvedeno na obrázku bylo realizováno pomocí 0.18 μ m CMOS technologie

a využívá zapojení (M_1 , M_2) známé jako kaskoda (využíváno často u širokopásmových LNA např. firmy Analog Devices.)

V první iteraci výběru IO byl kladen požadavek na $NF \leq 2$ dB, $G \geq 22$ dB (2 dB rezerva zisku), co nejvyšší P_{OIP3} a 50Ω vstupní/výstupní impedance. Zvolené IO samozřejmě nesmí být zastaralé, případně na konci produkční životnosti.

Vzhledem k tomu, že nebyl nalezen IO splňující výše uvedené požadavky, bylo nutné v druhé iteraci výběru slevit z požadavku na zisk (nyní tedy $G \geq 12$ dB), z čehož vyplynula nutnost realizovat LNA jako dvoustupňové s mezistupňovým filtrem typu DP, pro zajištění odfiltrování vyšších intermodulačních složek. Srovnání základních parametrů jednotlivých IO je zobrazeno v tabulce 2.1:

Tabulka 2.1 Srovnání vhodných IO pro návrh LNA

IO	HMC 8410	MGA 30899	Max 2613	Max 2614
Pouzdro	LFCSP	SOT 89	TDFN	
Frekvenční rozsah [GHz]	0,01 – 10,00	0,04 – 2,60	0,04 – 4,00	
$G@1\text{GHz}$ [dB]	19,50	15,50	18,60	
$P_{1\text{dB}}$ [dBm]	19,50	20,00	15,50	13,60
P_{OIP3} [dBm]	33,00	38,00	31,20	30,00
$P_{IN_MAX_CW}$ [dBm]	20,00	20,00	20,00	
NF [dB]	1,10	1,90	2,00	
V_{CC} [V]/ I [mA]	5,00/65,00	5,00/65,00	5,00/1,00	5,00/41,00
Výrobce	Analog Devices	Avago Technologies	Maxim Integrated	
Dostupnost S parametrů	Ano	Ano	Ne	Ano
Dostupnost šumových parametrů	Ne	Ano	Ne	Ne
Cena za ks [kč] (digikey.com)	1020	61	67	67

Na základě ceny, dostupnosti S parametrů, nutných k podrobnější simulaci, a nejvyššího P_{OIP3} je zvolen MGA 30899, složený z tranzistorů s vysokou pohyblivostí elektronů (pHEMT) založených na bázi GaAs.

Pozn.: Výroba FET založená na technologii HEMT je nejpoužívanější metoda (díky svým výborným šumovým vlastnostem) pro výrobu LNA.

2.2 Volba substrátu a typu vedení

Vzhledem k relativně nízkému maximálnímu pracovnímu kmitočtu LNA (1 GHz) je pro konstrukci zvolen standardní substrát FR4 ($\epsilon_r = 4,6$; $\text{tg } \delta = 0,02$) o výšce 1,52 mm.

Pozn.: Obecně platí, že substráty s nižší ϵ_r (se kterou má souvislost λ) jsou používané především pro antény a substráty s vyšším ϵ_r pro konstrukci planárních struktur (filtrů).

V úvahu připadají 2, resp. 3 typy vedení. První je mikropáskové vedení (MS), druhé

pak koplanární vlnovod, resp. koplanární vlnovod s pokoveným substrátem (CB-CPW) lišící se od koplanárního vlnovodu „jen“ zemní deskou (typické při použití dvouvrstvé DPS). Návrhové vztahy pro jednotlivé vedení jsou běžně dostupné v odborných literaturách. V současné době je možné najít i velký počet softwarů, případně online kalkulačků umožňující návrh jednotlivých vedení.

CB-CPW má oproti MS širší užitečnou šířku pásma a nižší rozptyl EM pole. Pro návrh je pak také výhodné, že šířka použité plochy na DPS pro CB-CPW je v porovnání s MS menší. Lze tak mít užší vedení při zachování stejné charakteristické impedance.

Ansoft Designer disponuje modulem TRL (transmission lines), který umožňuje návrh vedení. Dále je vhodný pro návrh vedení např. program AppCAD, firmy Avago Technologies. Tuhle cestou bylo navrženo CB-CPW vedení, které bude mít šířku mezery 0,2 mm při šířce středního vodiče 1 mm.

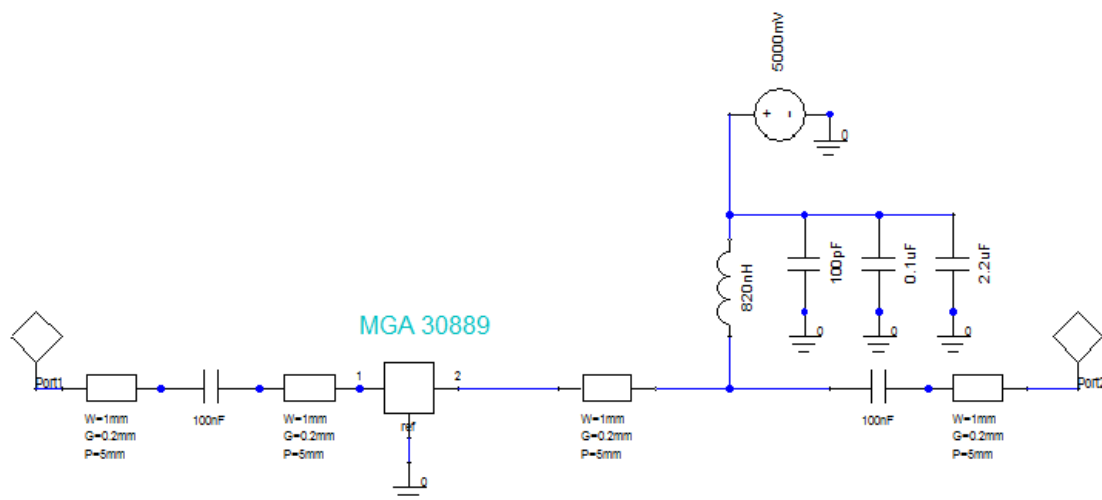
2.3 Základní simulační model

Na základě katalogového listu je zvolen pracovní bod (teplotně kompenzovaný) $V_{DD} = 5\text{ V}$, kterému odpovídá $I_{DD} = 65\text{ mA}$. Pro tento pracovní bod jsou z webu výrobce získány S parametry, včetně šumových parametrů, které jsou naměřeny pro výše definovaný pracovní bod, $50\ \Omega$ a teplotu $25\ ^\circ\text{C}$. Pomocí S parametrů lze vytvořit v prostředí Ansoft Designer simulační model umožňující další postup návrhu.

Díky integrovanému impedančnímu přizpůsobení MGA 30899 není nutno tento krok do návrhu zahrnovat (bylo by využito Smithova diagramu a kružnic konstantního šumového čísla/konstantního zisku). Model je tak nutné doplnit o součástky zajišťující napájení samotného IO, které je napájeno přes cívku 820 nH představující pro vyšší kmitočty vysokou reaktanci, přičemž k napájecímu zdroji jsou přidány blokové kondenzátory 100 pF , $0,1\text{ uF}$ a $2,2\text{ uF}$. Dále pak je vhodné vstup a výstup oddělit od DC složky pomocí oddělovacích kondenzátorů 100 nF , představujících pro VF nízkou impedanci (ideálně zkrat). Veškeré pasivní součástky jsou pro prvotní simulaci voleny jako ideální.

Pozn.: Reaktance kondenzátoru s kapacitou 100 nF na 30 MHz je $0,05\ \Omega$, pro 1 GHz je pak $0,002\ \Omega$. Reaktance cívky s indukčností 820 nH na 30 MHz je $154\ \Omega$, pro 1 GHz je pak $5152\ \Omega$.

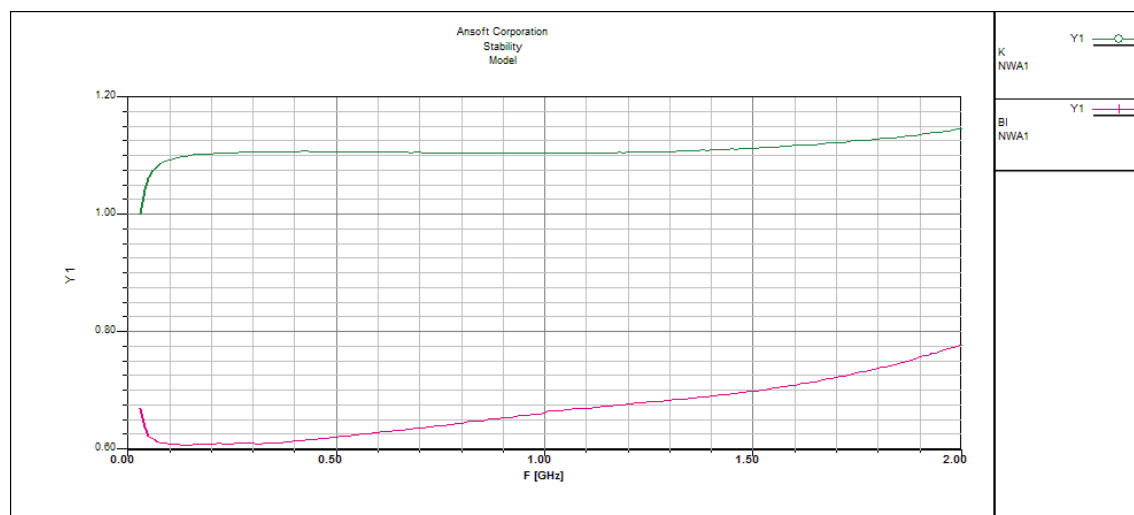
Zapojení simulačního modelu je zobrazeno na obrázku 2.2:



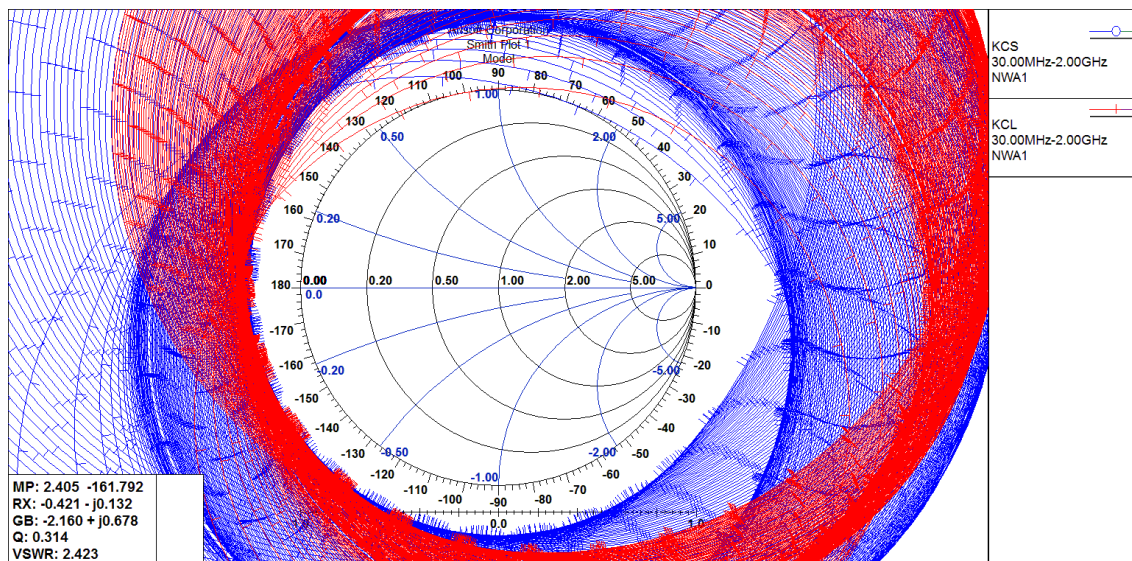
Obrázek 2.2 Simulační model pro návrh prvního stupně LNA s využitím MGA 30889

K zapojení základního modelu jsou současně přidány 5 mm úseky CB-CPW vedení, pomocí kterých bude DPS přenášet VF signál. Vyhodnocení základních vlastností zapojení (v rozsahu 0,03 – 2,00 GHz) tohoto modelu pak umožňuje určit další krok návrhu.

Důležitým parametrem je stabilita. Jak bylo uvedeno v kapitole 1.3.4, lze ji určit buďto analyticky nebo pomocí kružnic stability pro vstup/výstup:



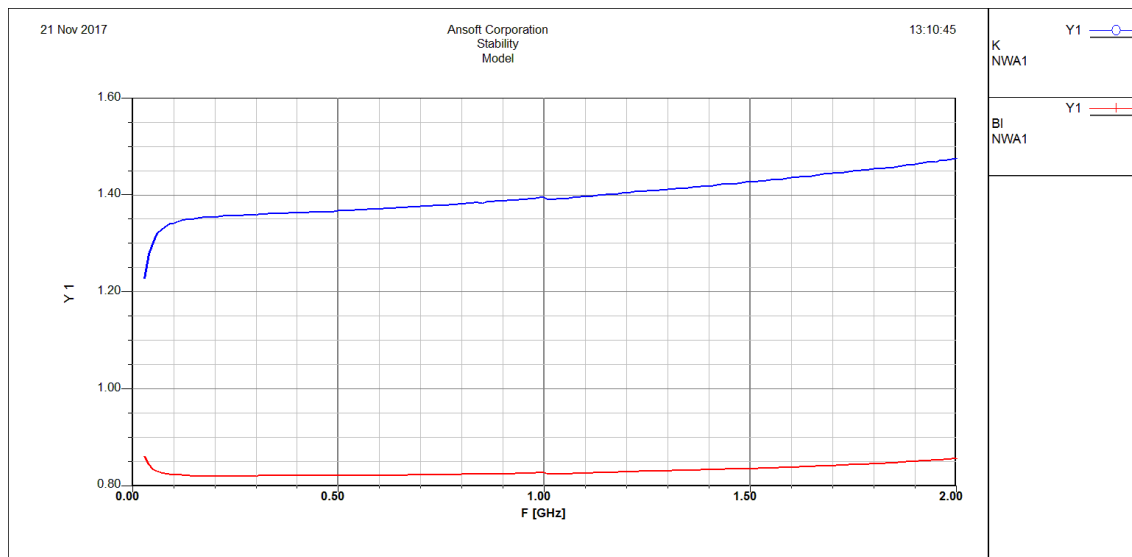
Obrázek 2.3 Analytické řešení stability simulačního modelu



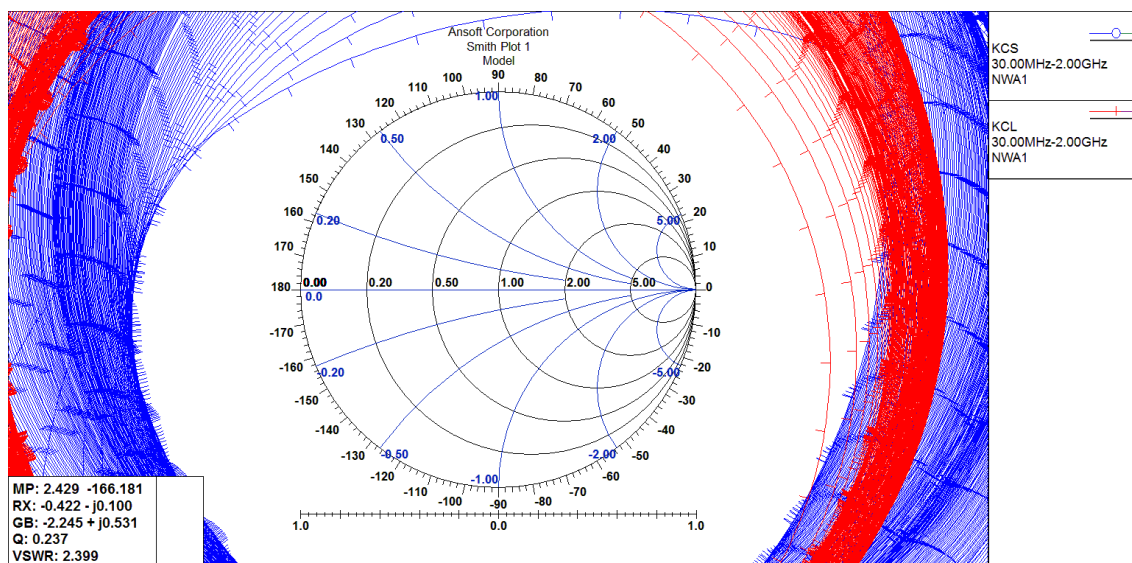
Obrázek 2.4 Řešení stability simulačního modelu pomocí kružnic stability pro vstup (KCS) a výstup (KCL)

Odvod je na hraně stability ($K = 1$) pro frekvenci 30 MHz (využití vztahů 1.21 a 1.22). Připojením pasivní zátěže (16Ω , řada E24) na výstup IO, viz kapitola 1.44, dojde k zajištění absolutní stability.

Pozn.: Vzhledem k tomu, že jsou použity ideální, bezztrátové, součástky, může být výsledná pasivní zátěž nižší.

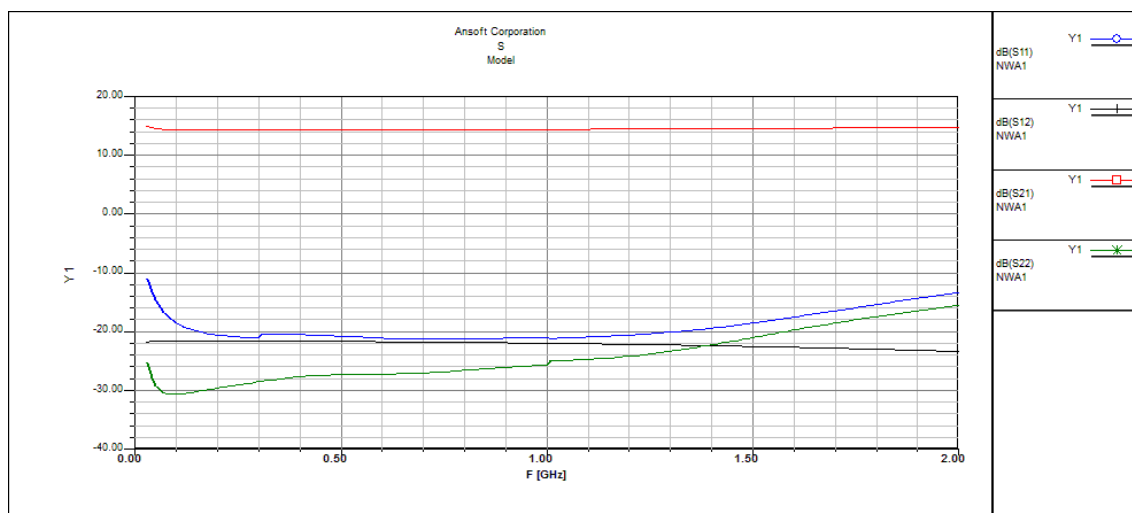


Obrázek 2.5 Analytické řešení stability simulačního modelu po připojení rezistivní zátěže



Obrázek 2.6 Řešení stability simulačního modelu KCS a KCL po připojení rezistivní zátěže

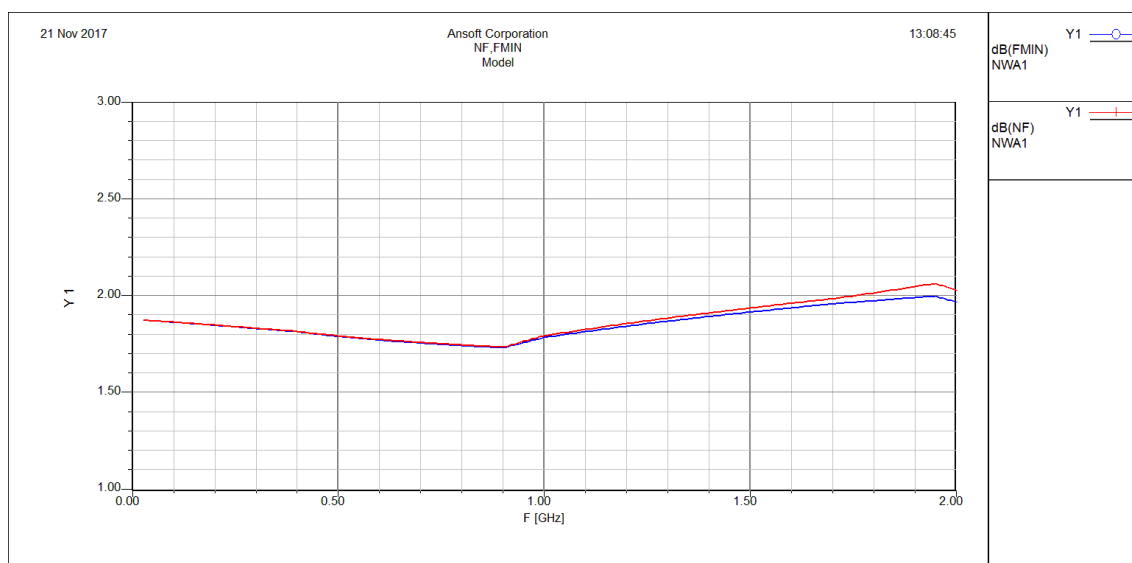
Protože obvod je již impedančně přizpůsoben a je zajištěna jeho absolutní stabilita, je vhodné vynést S parametry:



Obrázek 2.7 S parametry simulačního modelu

Je patrné, že přenos S_{21} je konstantní v celém pracovním pásmu (korespondující s požadavkem na minimální zvlnění) a pohybuje se v okolí 15 dB (přesná hodnota zatím není podstatná). Dostatečné vstupní a výstupní přizpůsobení je dáno faktem, že $S_{11} < -10$ dB a $S_{22} < -20$ dB.

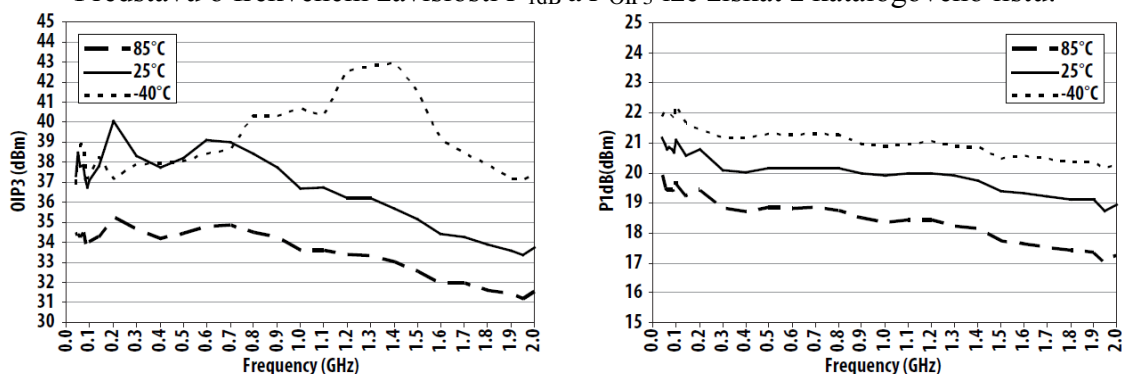
Dalším zájmovým parametrem je šumové číslo:



Obrázek 2.8 Graf frekvenční závislosti F_{MIN} a NF simulačního modelu

Z grafu frekvenční závislosti NF a F_{MIN} je patrné, že byla splněna požadovaná podmínka $NF < 2$ dB, a současně je dosaženo nejmenšího možného šumového čísla.

Představu o frekvenční závislosti P_{ldB} a P_{OIP3} lze získat z katalogového listu:



Obrázek 2.9 Frekvenční a teplotní závislost $OIP3$ a P_{ldB} MGA 30889 [9]

Na základě prvotních simulací vyplývá, že MGA 30889 je vhodnou volbou pro další postup návrhu.

Pozn.: Pro zajímavost byl vyzkoušen i MAX 2614, pro radost pak HMC 8410.

2.4 Mezistupňový filtr DP

Dříve bylo zmíněno, že výsledná struktura zařízení bude složena ze dvou zesilovacích stupňů, která je zapříčiněna nedostatečným ziskem jediného stupně. Mezi oba stupně zesilovače bude vložen filtr typu DP s mezním kmitočtem $f_m = 1$ GHz. Tento filtr bude sloužit k odfiltrování vyšších intermodulačních složek (viz kapitola 1.3.5) a je vložen

mezi dílčí stupně na základě Friisova vztahu (viz kapitola 1.3.2). Nabízí se alternativa vložit filtr až na výstup 2. stupně, nicméně je kontraproduktivní vzniklé intermodulační produkty 1. stupně zesilovat 2. stupněm.

Na vyšších kmitočtech již nelze nadále používat diskrétní součástky, protože jejich rozměry jsou, mimo jiné, srovnatelné s vlnovou délkou (tzv. prvky s rozprostřenými parametry). Na základě toho bude filtr realizován jako planární.

Pozn.: U prvků s rozprostřenými parametry jsou již napětí a proudy funkcí nejen času, ale i prostoru (na rozdíl od obvodů se soustředěnými parametry). Obvod složený z prvků s rozprostřenými parametry se tedy již nechová jako kvazistacionární systém, u kterého se předpokládá nulová změna fáze a nekonečná rychlost šíření signálu.

Při konstrukci planárního filtru je využito vhodného uspořádání dílčích úseků MS vedení. Jsou-li jednotlivé úseky ve srovnání s vlnovou délkou MS vedení velmi krátké, chovají se pak tyto úseky jako běžné cívky či kondenzátory. Filtry lze realizovat např. pomocí skokové změny impedance úseků vedení (tzv. stepped impedance), pahýlů na konci naprázdno (open-end stub), aj. Díky svému jednoznačnému postupu je pro návrh filtru zvolena realizace založená na vedení s pahýly na konci naprázdno. Prakticky jde o to najít a vhodně uspořádat jednotlivé úseky MS vedení tak, aby planární struktura odpovídala principově diskrétní realizaci filtru typu DP. Syntéza samotného filtru pak vychází z prototypové dolní propusti s normovanou hodnotou vodivosti zdroje g_0 a normované hodnoty mezního úhlového kmitočtu Ω_m .

Indukčnost dílčích cívek normované DP lze určit ze vztahu [10]:

$$L_i = \frac{\Omega_m}{2\pi f_m} \frac{Z_0}{g_0} g_i, \quad (2.1)$$

kde L_i [H] je indukčnost i -té ($i = 2, 4, \dots, n$) cívky normované DP, f_m [Hz] je mezní frekvence filtru, Z_0 [Ω] je charakteristická impedance systému (50 Ω), g_0 a g_i [-] jsou koeficienty zvolené aproximace. Kapacita j -tého ($j = 1, 3, \dots, n$) kondenzátoru C_j [F] v obvodu normované DP je dána vztahem [10]:

$$C_j = \frac{\Omega_m}{2\pi f_m} \frac{g_0}{Z_0} g_j. \quad (2.2)$$

Z teorie vedení lze odvodit vztah pro výpočet délky induktivního úsek [10]:

$$l_L = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{2\pi f_m L}{Z_{0L}} \right), \quad (2.3)$$

kde l_L [m] je délka úseku s požadovanou indukčností, λ_{gL} [m] je vlnová délka v daném úseku, f_m [Hz] je mezní frekvence filtru, L [H] je požadovaná indukčnost úseku a Z_{0L} [Ω] je charakteristická impedance daného úseku. Dále lze odvodit vztah pro výpočet délky kapacitního úseku [10]:

$$l_C = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \tan^{-1}(2\pi f_m C Z_{0C}), \quad (2.4)$$

kde l_C [m] je délka úseku s požadovanou kapacitou, λ_{gC} [m] je vlnová délka v daném úseku, f_m [Hz] je mezní frekvence filtru, C je požadovaná kapacita úseku [F] a Z_{0C} je charakteristická impedance daného úseku.

Pozn.: Uvedené vztahy jsou platné pouze pro návrh pomocí pahýlů na konci naprázdno.

Z počátku je nutné zvolit typ aproximace přenosové charakteristiky, přičemž mezi obecně známé patří Butterworthova a Čebyševova aproximace. Butterworthova

aproximace se vyznačuje maximálně plochou charakteristikou. Oproti tomu Čebyševova se vyznačuje maximálně plochým zádržným pásmem a ekvidistantním zvlněním v pásmu propustném. Přenos filtru v zádržném pásmu bude tedy s využitím Čebyševovy aproximace oproti Butterworthově aproximaci rychleji klesat. Díky této vlastnosti je pro návrh zvolena právě Čebyševova aproximace s účinnějším potlačením vyšších intermodulačních zkreslení. Zvlnění (LAr) v propustném pásmu je zvoleno velmi malé, konkrétně 0,01 dB.

Narůstající řád filtru má za následek geometrické rozšiřování planární struktury. Při volbě řádu filtru je nutné najít kompromis právě mezi řádem filtru (strmostí přechodu v zádržném pásmu) a jeho geometrickými rozměry. Je tedy zvolen 5. řád filtru.

K realizaci cívky se běžně používá MS vedení s impedancí $93\ \Omega$ (Z_{OL}). Pro realizaci kondenzátoru se běžně používá MS vedení s impedancí $24\ \Omega$ (Z_{OC}). Tyto impedance pak slouží k přepočtu délky jednotlivých MS úseků ze vztahů (2.3) a (2.4).

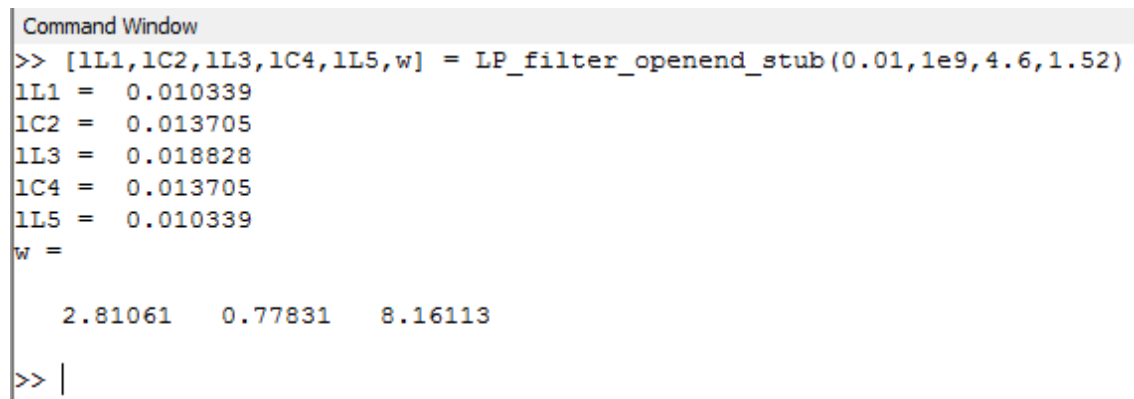
Výše uvedené informace a vztahy jsou využity pro vytvoření vlastního skriptu v nelicencovaném programu GNU Octave (skripty jsou přenosné i na komerční Matlab). Funkce `LP_filter_opendend_stub(Lar, fm, er, h)` provádí výpočet normované dolní propusti 5. řádu, na základě Čebyševovy aproximace se zvoleným zvlněním a následně do grafu vynese průběhy S_{11} a S_{21} . Následuje přepočet normované dolní propusti na planární realizaci, zakončená opět grafickým zobrazením S_{11} a S_{21} . Funkce vrací délky jednotlivých úseků $l_{L1}, l_{C2}, l_{L3}, l_{C4}, l_{L5}$ [m] a šířku MS vedení v matici w [w_{ZO}, w_{ZL}, w_{ZC}] [mm] na základě vstupních parametrů, kterými jsou výše zmíněné zvlnění LAr [dB], mezní kmitočet filtru f_m [Hz], permitivita použitého substrátu ϵ_r [-] a výška použitého substrátu h [mm]. Hlavní funkce pracuje s pomocnými funkcemi sloužící pro výpočet koeficientů Čebyševovy aproximace, relativní permitivity substrátu, efektivní šířky MS vedení a přepočtu ABCD matice.

Pozn.: Je podstatné si uvědomit, že se jedná o matematický model, nezahrnující velké množství nežádoucích jevů (ztráty vyzařováním, parazitní vlastnosti normovaných prvků atp.) Model slouží tedy pro prvotní přiblížení řešení daného problému.

Pro návrh DP 5. řádu s $f_m = 1\ \text{GHz}$, $LAr = 0,01\ \text{dB}$ na substrátu FR4 s $\epsilon_r = 4,6$ o výšce 1,52 mm lze nyní zavolat funkci jako:

`[lL1,lC2,lL3,lC4,lL5,w] = LP_filter_opendend_stub(0.01,1e9,4.6,1.524) .`

S výsledkem:



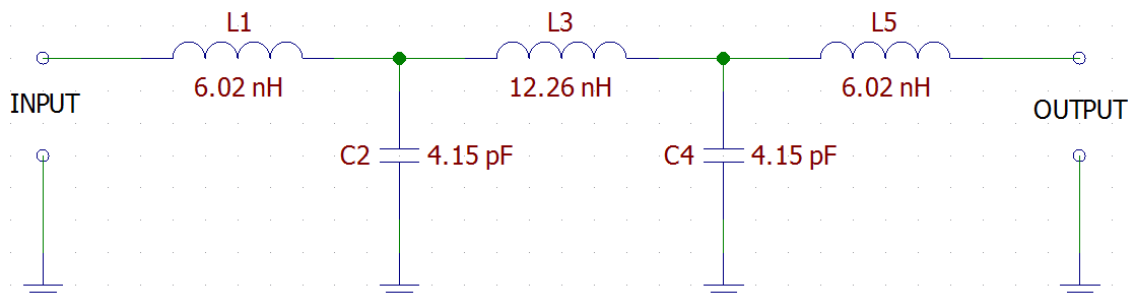
```

Command Window
>> [lL1,lC2,lL3,lC4,lL5,w] = LP_filter_opendend_stub(0.01,1e9,4.6,1.52)
lL1 = 0.010339
lC2 = 0.013705
lL3 = 0.018828
lC4 = 0.013705
lL5 = 0.010339
w =
    2.81061    0.77831    8.16113
>> |

```

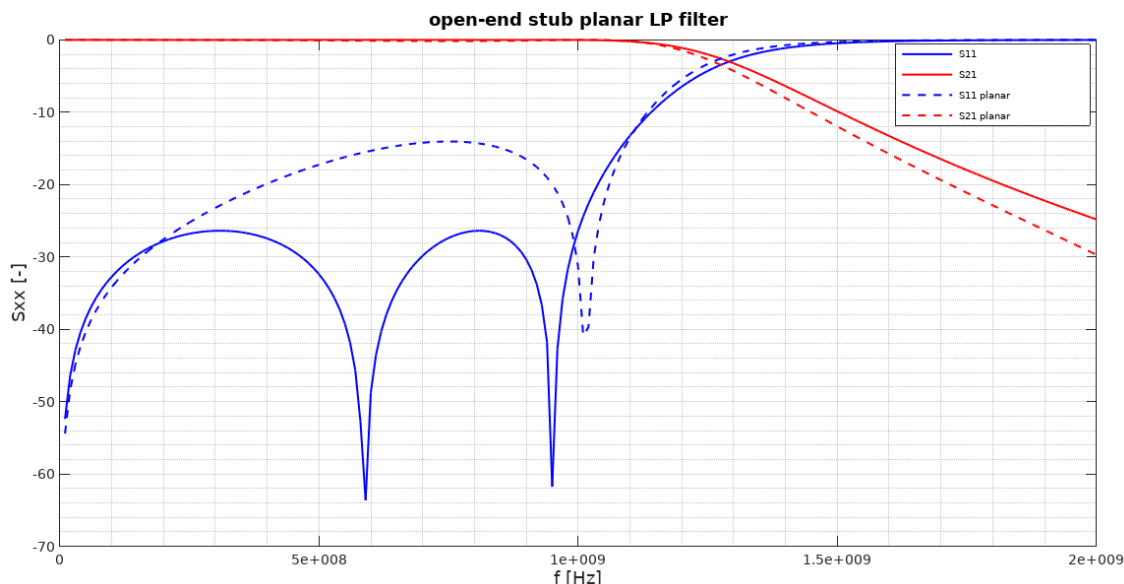
Obrázek 2.10 Výstup skriptu pro návrh planární DP

Jednotlivé délky úseků (l_1, l_2, \dots) jsou uvedeny v metrech, šířky vedení w pak v milimetrech. Informačně je na obrázku (2.11) uvedeno i náhradní schéma normované dolní propusti včetně hodnot jednotlivých prvků, ze kterých jsou přepočteny délky jednotlivých MS úseků:



Obrázek 2.11 Náhradní schéma DP

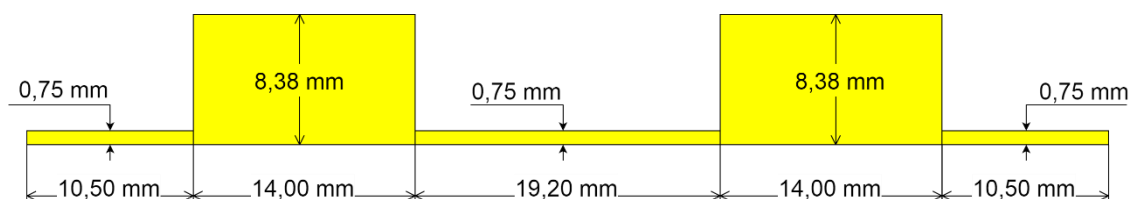
Pokračováním výsledku skriptu je průběh S_{11} a S_{21} planární a normované dolní propusti.



Obrázek 2.12 Srovnání S_{11} a S_{21} planární a normované DP

Z průběhů S_{11} a S_{21} lze vidět drobnou odchylku v přenosu normovaného a planárního filtru. S_{11} planárního filtru je více rozdílné od normované DP, nicméně hodnoty se v propustném pásmu pohybují pod hranicí -10 dB, pro kterou lze považovat přizpůsobení za dostatečné.

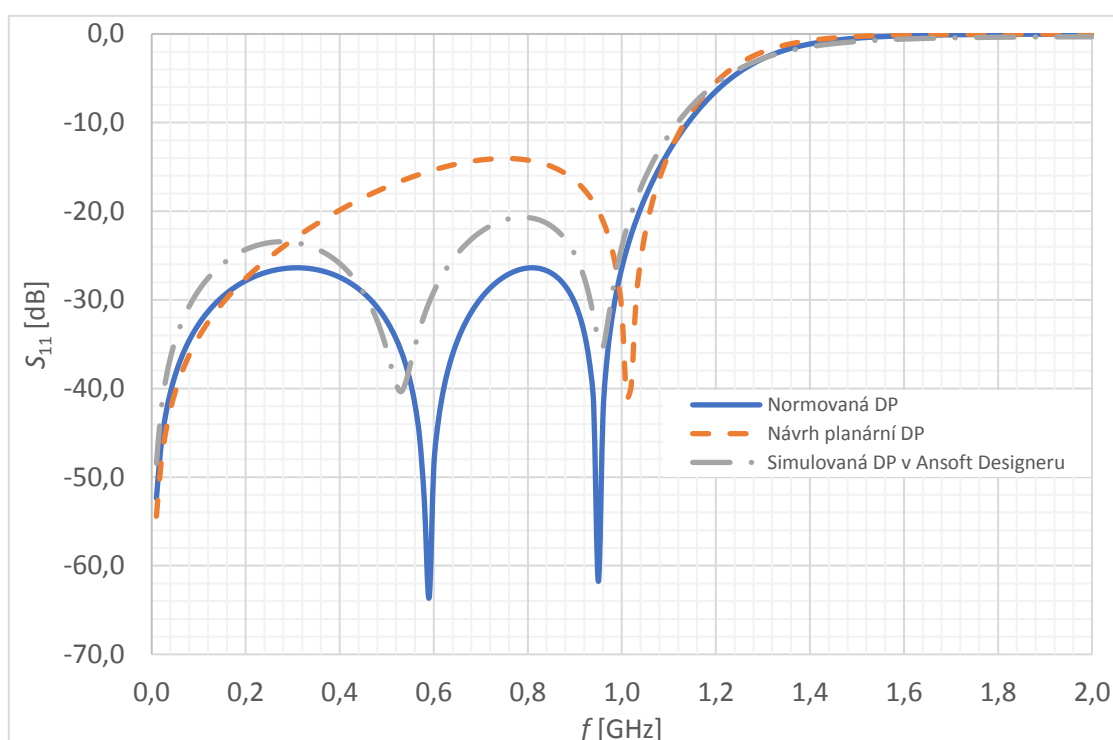
Vzhledem k tomu, že průběhy dosahují slibných výsledků, je dalším logickým krokem tuto matematicky navrženou planární strukturu přenést do simulačního prostředí. Ansoft Designer umožňuje takovéto planární struktury (2,5D) velmi snadno simulovat. Simulovaný motiv je zobrazen na obrázku (2.13) (rozměry jednotlivých částí jsou nepatrně upraveny s ohledem na výrobní toleranci).



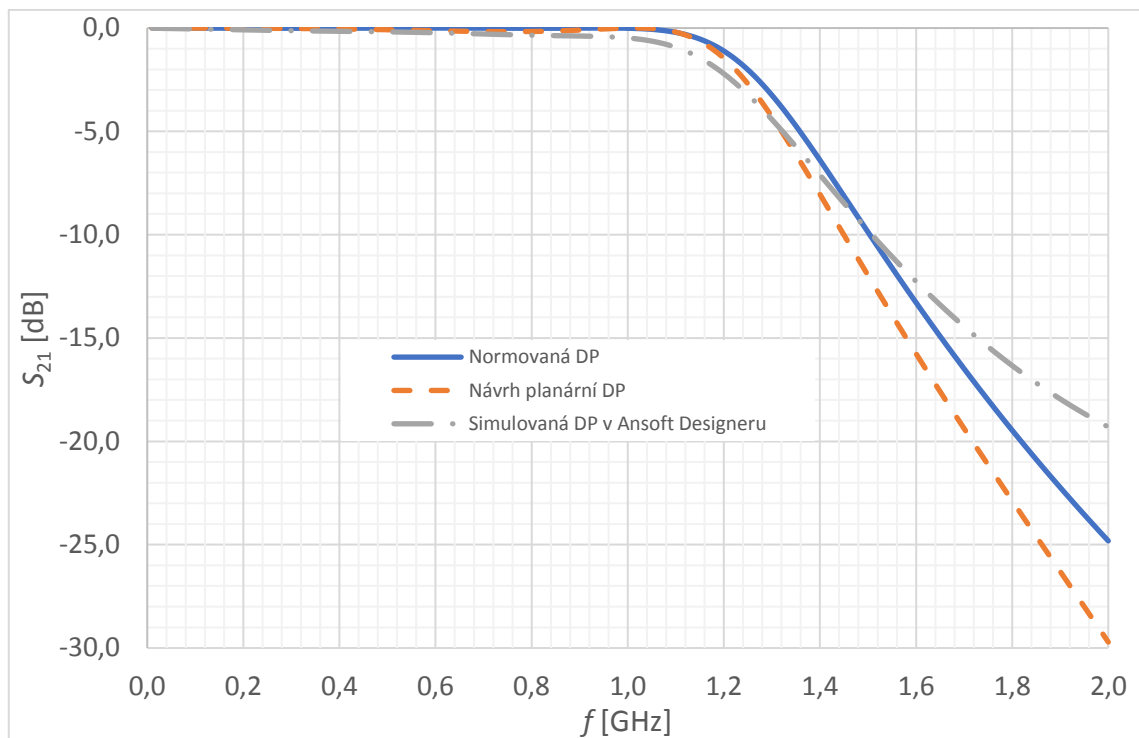
Obrázek 2.13 Navržená planární struktura filtru typu DP

Pozn.: K simulaci planárního filtru lze využít i jiné simulační softwary, jako jsou třeba (3D) Ansys HFSS, CST Microwave Studio lišící se převážně použitými numerickými metodami výpočtu a geometrií modelu.

Pro srovnání jsou výsledky simulace a výsledky dřívějšího návrhu vyexportovány a vyneseny do dílčích grafů, umožňující přesné srovnání.



Obrázek 2.14 Srovnání S_{11} jednotlivých DP



Obrázek 2.15 Srovnání S_{21} jednotlivých DP

Na základě grafických průběhů lze říci, že matematický návrh více či méně odpovídá realitě bližší simulaci. Důležité detaily jednotlivých průběhů jsou zobrazeny v tabulce 2.2.

Tabulka 2.2 Srovnání matematického modelu a 2.5D modelu

Návrh DP	Matametický model		2.5D model
	Octave		Ansoft Designer
	Diskrétní	Planární	Planární
S_{11} @ 1 GHz	-26,5 dB	-31, 5 dB	-24,0 dB
S_{21} @ 1 GHz	0 dB	0 dB	-0,5 dB
$S_{21} = -3$ dB	@ 1,29 GHz	@ 1,26 GHz	@ 1,24 GHz
$S_{11} = -10$ dB	@ 1,14 GHz	@ 1,13 GHz	@ 1,12 GHz

Pozn.: Ansoft Designer pro řešení planárních struktur využívá Metodu Momentů (MoM).

Takto navrženou DP lze bez problémů využít při dalším postupu návrhu LNA. Nevýhodou modelování planární struktury v Ansoft Designeru je fakt, že navrženou strukturu nelze vyexportovat jako „black box“ se všemi svými parametry pro práci v obvodovém simulátoru. Drobnou oklikou však není problém tento „black box“ vytvořit.

Pozn.: Protože je cílem dosáhnout co nejmenšího poklesu zesílení v pásmu 0,03 – 1,00 GHz, nebude navržená struktura optimalizována tak, aby její mezní kmitočet (-3 dB) byl blíže k 1,00 GHz.

K tvorbě vlastního modelu (.s2p souboru) je využito souboru obsahující S parametry

MGA-30889. Nahrazením S parametrů IO za S parametry vyexportované v planárním simulátoru lze vytvořit vlastní „black box“, který má parametry navrženého filtru. Protože je filtr mezistupňový, je nutné, aby model obsahoval i šumové parametry umožňující analýzu NF celého systému. Je tedy využito poznatku o šumu pasivních prvků (kapitola 1.3.2). Činitelé odrazu Γ_S a Γ_{OPT} jsou nahrazeny číslem 1 (číslo je nepodstatné, pokud $\Gamma_S = \Gamma_{OPT}$). Důležité je, aby $r_N = 0$. Pouze tehdy nezáleží na hodnotách Γ_S a Γ_{OPT} a vytvořený model bude vždy dosahovat $F = F_{MIN}$. Takto získanými šumovými parametry jsou pak nahrazeny šumové parametry originálního IO, ze kterého model vychází. Příklad takto vytvořeného souboru obsahující S parametry výše navrženého filtru je zobrazen na obrázku 2.16.

Pozn.: s2p je standardní formát pro zápis S parametrů dvojbranů umožňující vytvořit jejich linearizovaný model. $\Gamma_S, \Gamma_{OPT} \neq 0$, jinak program zahlásí chybu výpočtu.

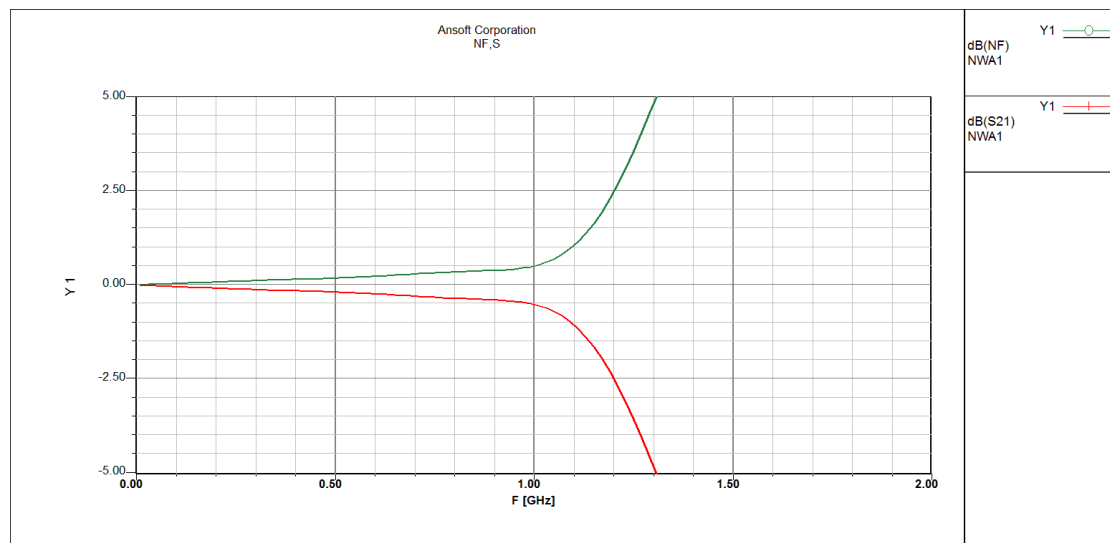
```
!Author: Milan Sedlák, Brno University of Technology
!Planar Low Pass Filter @ 1 GHz
!Chebyshev 0,01 dB approximation
!50 ohm system
!Date: November 2017
!Correction: S11(Full 2 Port(1.2)) S21(Full 2 Port(1.2)) S12(Full 2 Port(1.2)) S22(Full 2 Port(1.2))

!S2P File: Simulated in Ansoft Designer: S11. S21. S12. S22:

# GHz S dB R 50
0.0100000000000000 -49.939250365119108 80.108193310962861 -0.009507641045373 -2.276073535707742
-0.009507641045373 -2.276073535707742 -49.938252702313321 79.966843405998375
0.0300000000000000 -40.499542997824598 84.480729119486710 -0.016103122222350 -6.824601783372352
-0.016103122222350 -6.824601783372352 -40.50349498777453 84.053834959591953
0.0500000000000000 -36.130671992439851 81.865977817019299 -0.023035538213786 -11.372620431249679
-0.023035538213786 -11.372620431249679 -36.139695561152443 81.152714994953968
0.0700000000000000 -33.321738199204916 78.252626634954083 -0.030342612250857 -15.920366519805178
-0.030342612250857 -15.920366519805178 -33.335998359441497 77.246977290852826
0.0900000000000000 -31.296579172555710 74.324578862671757 -0.037990852739694 -20.467890672821774
-0.037990852739694 -20.467890672821774 -31.316342717288641 73.017379666613081
```

Obrázek 2.16 Část dat vytvořeného modelu planárního filtru pro obvodový simulátor

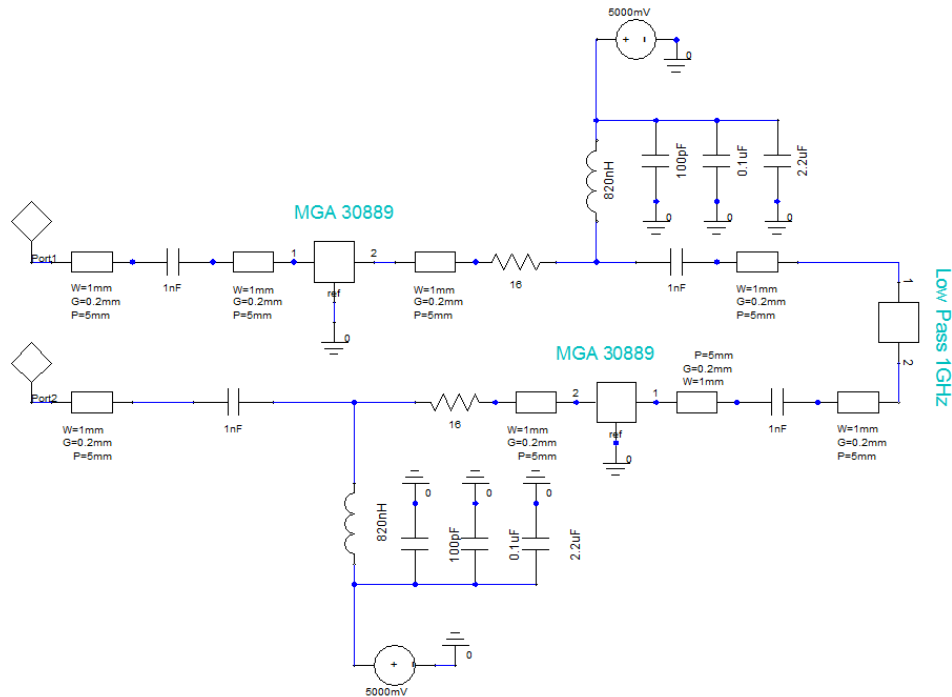
Jednoduchou kontrolou lze zjistit, zda bylo dosaženo požadovaného cíle. Do jednoho grafu je vyneseno NF společně s S_{21} vytvořeného modelu. Za předpokladu správně vytvořeného modelu pak musí $NF = -S_{21}$, protože $NF = L = -S_{21}$ [dB] (kapitola 1.3.2). Tvar průběhů by tedy měl být správně zrcadlený.



Obrázek 2.17 Kontrola správnosti šumových vlastností vytvořeného modelu planárního filtru

2.5 Dvoustupňový LNA

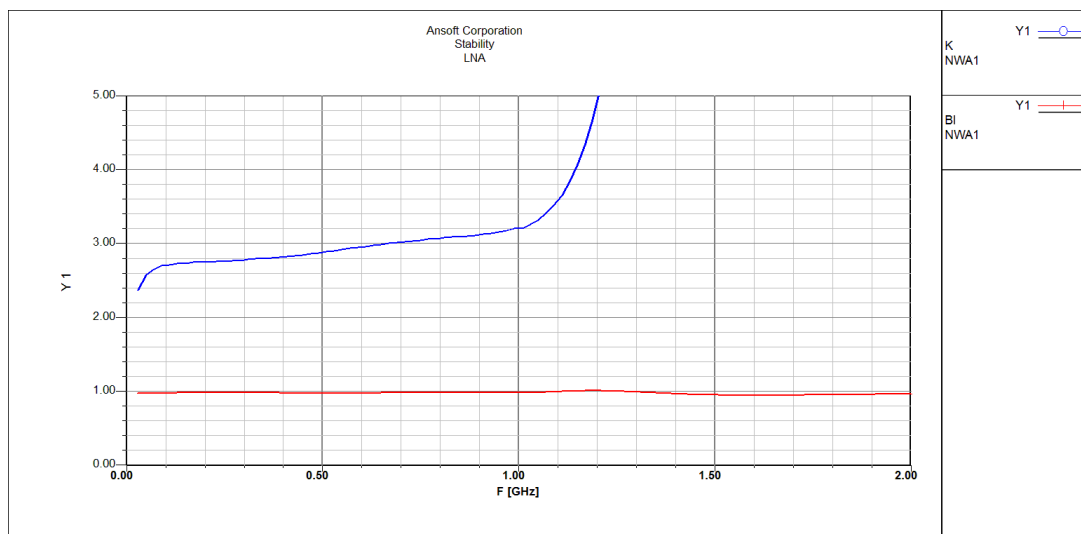
Důležité části výsledného LNA jsou již do jisté míry navrženy. Jsou jimi 1. zesilovací stupeň, který bude použit i jako stupeň 2. a mezistupňový filtr typu DP potlačující nežádoucí intermodulační produkty. Výsledný systém je získán zapojením dílčích bloků do kaskády. Schéma takto vzniklého LNA je zobrazeno na obrázku 2.18.



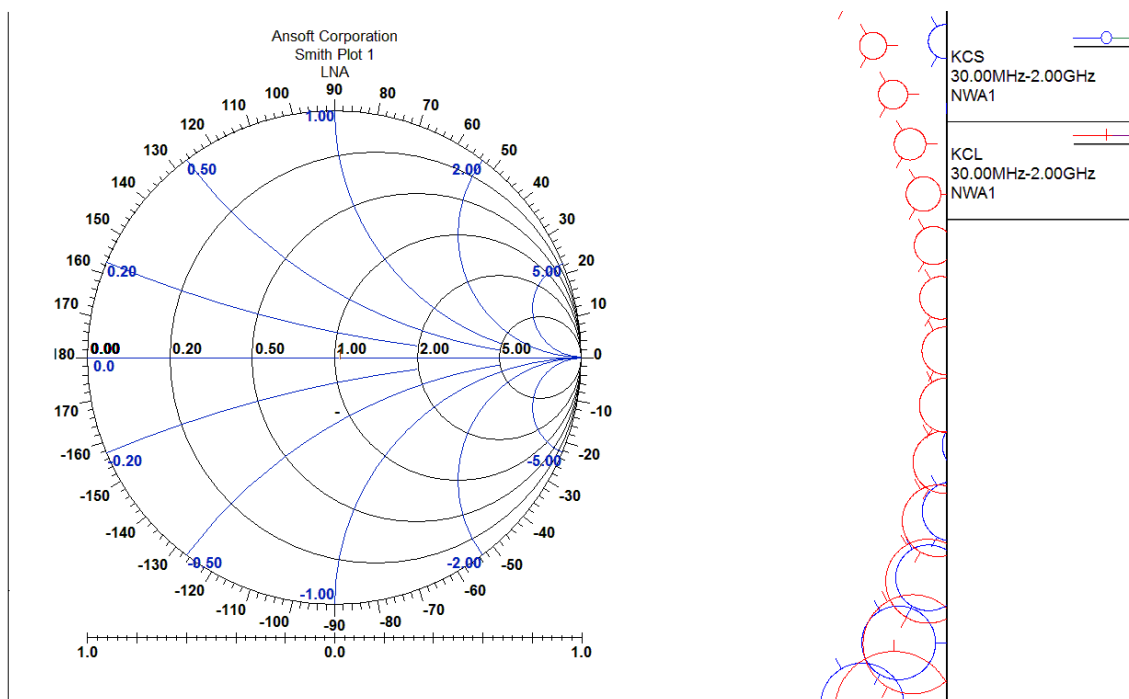
Obrázek 2.18 Schéma modelu dvoustupňového LNA s mezistupňovým filtrem

Z obrázku 2.19 je vidět, že parametr B1 je v celém zájmovém pásmu větší než 0 a současně je Rolletův činitel stability $K > 1$. Zesilovač je tedy stabilní.

Kontrola stability modelu.



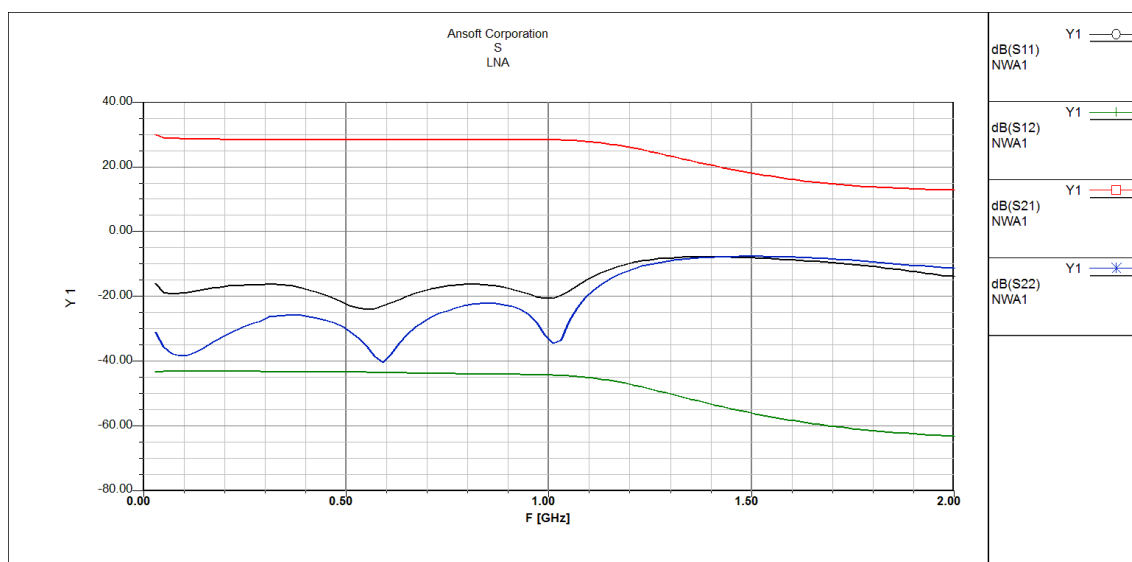
Obrázek 2.19 Analytická kontrola stability modelu dvoustupňového LNA



Obrázek 2.20 Řešení stability modelu dvoustupňového LNA pomocí KCS a KCL

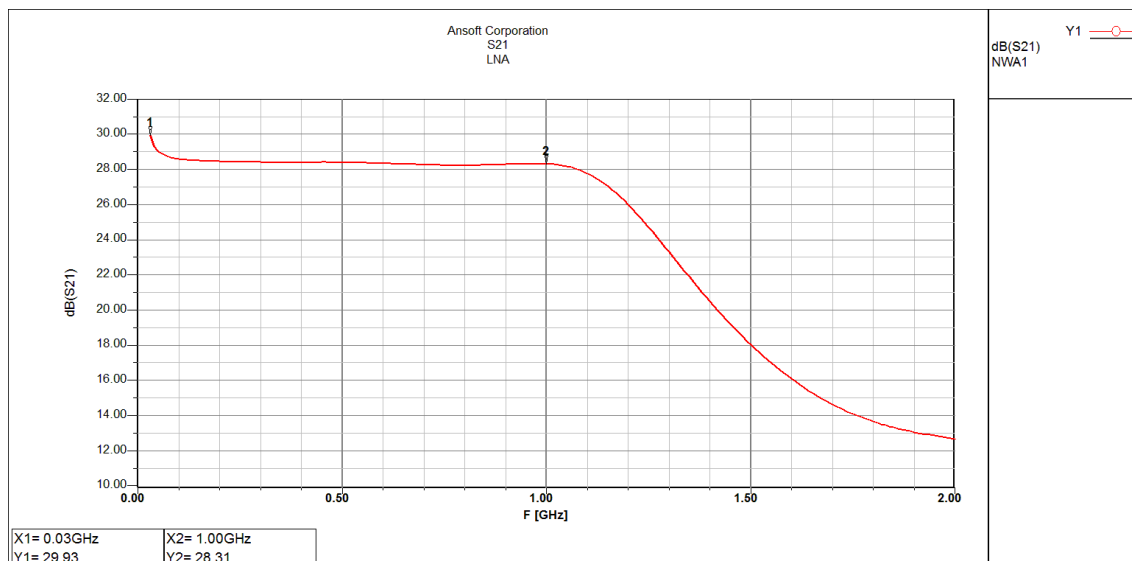
Z kontroly stability lze říci, že LNA je absolutně stabilní, avšak lze dosáhnout ještě většího zisku (snížením pasivních zátěží zajišťující stabilitu na výstupu jednotlivých stupňů). Úpravy budou popsány v kapitole o optimalizaci návrhu (2.6).

S parametry modelu.



Obrázek 2.21 S parametry modelu dvoustupňového LNA

Z průběhu S parametrů je vidět velmi dobré přizpůsobení vstupu a výstupu ($S_{11} < -15$ dB v celém zájmovém pásmu, $S_{22} < -20$ dB v celém zájmovém pásmu). Pro určení přenosu S_{21} a plochosti průběhu je zobrazen detail S_{21} .



Obrázek 2.22 Detail přenosu modelu dvoustupňového LNA

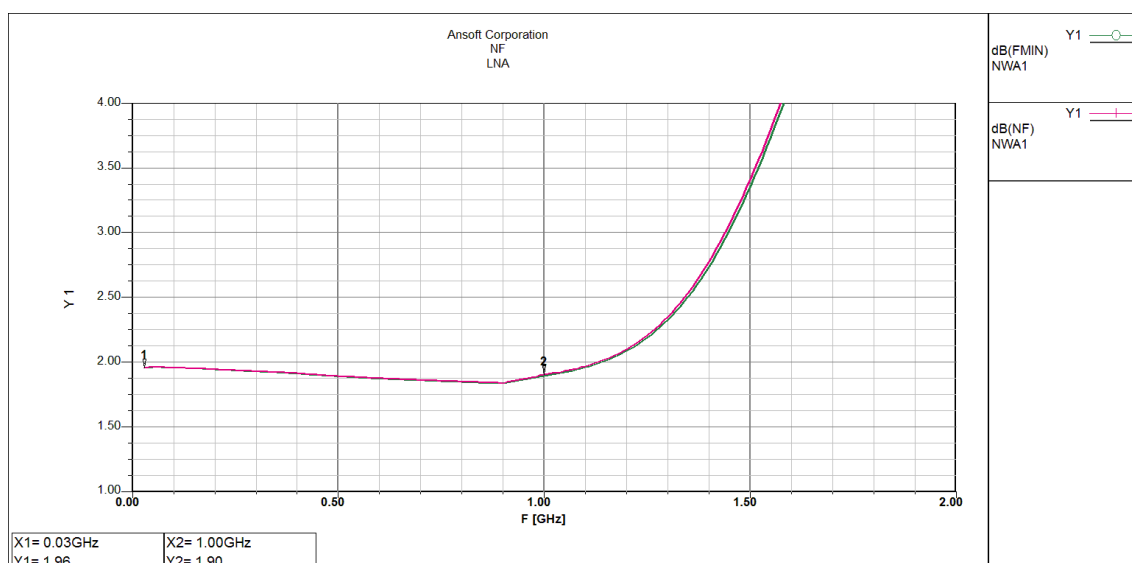
Z markerů se dá určit zvlnění v zájmovém pásmu 0,03 – 1,00 GHz, které je dáno rozdílem maximálního a minimálního přenosu, tedy $29,93 - 28,31 = 1,62$ dB. Střední S_{21} lze snadno určit jako aritmetický průměr krajních hodnot

$$S_{21} = \frac{29,93 + 28,31}{2} = 29,12 \text{ dB.}$$

Celkový přenos LNA lze tedy reprezentovat jako $S_{21} = 29,12 \pm 0,81$ dB. Zvlnění přenosu v zájmovém pásmu je tedy $\pm 0,81$ dB.

Pozn.: na $f > 1$ GHz je patrný vliv mezistupňového filtru.

Protože zvlnění je degradováno především vyšším přenosem na frekvenci 30 MHz, lze si ještě pomoci zařazením horní propusti na vstup LNA, která bude sloužit jako vstupní filtr pro složky s $f < 30$ MHz a současně bude degradovat vyšší přenos na nižších kmitočtech. Z hlediska šumu je nutné zjistit, jaká je rezerva pro splnění $NF < 2$ dB.



Obrázek 2.23 NF a F_{MIN} modelu dvoustupňového LNA

Výsledné NF je < 2 dB. Toto šumové číslo je do jisté míry degradováno stabilizačními pasivními zátěžemi na výstupu jednotlivých prvků, které, jak bylo zmíněno, lze částečně omezit. Tím dojde k dosažení lepšího NF a S_{21} .

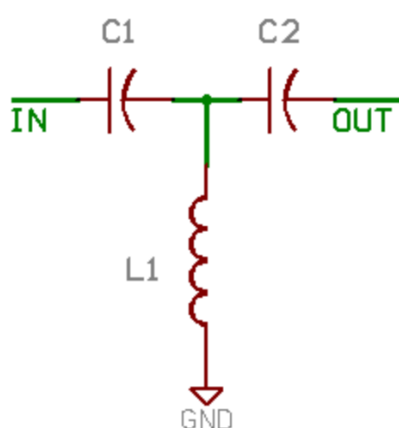
2.6 Optimalizace návrhu

V této části bude hlavním úkolem doladit veškeré detaily návrhu. Patří mezi ně náhrada modelů ideálních součástek v obvodovém simulátoru za modely reálných součástek. Stejně tak je na místě upravit stabilizaci LNA tak, aby bylo dosaženo většího S_{21} a nižšího NF . Dále pak bude navržen vstupní filtr HP zajišťující odfiltrování složek $s f < 30$ MHz na vstupu LNA a snížení zesílení LNA. Současně během návrhu přibyl požadavek na útlumový článek zařazený na výstup zajišťující lepší přizpůsobení k impedanci koaxiálního kabelu, který bude do modelu přidán. V neposlední řadě bude řešen problém celého systému z hlediska ESD odolnosti.

2.6.1 Vstupní HP filtr

Návrh je z počátku velice obdobný jako návrh filtru popsany v kapitole 2.4. Je nutné způsob realizace filtru, dále zvolit typ aproximace a řád filtru. Na frekvenci 30 MHz není důvod realizovat filtr jako planární (vzhledem k λ) a proto bude filtr realizován jako diskretní. S narůstajícím řádem filtru bude růst počet použitých součástek, přičemž každá bude vykazovat určité parazitní vlastnosti. S tímto uvážením bude dostatečné použít filtr 3. řádu, Butterworthova aproximace.

Návrh by nyní vycházel z normované horní propusti, přičemž pro výpočet hodnot součástek by opět byly využity koeficienty zvoleného typu aproximace. Vzhledem k tomu, že návrh není až tak kritický jako tomu bylo při návrhu mezistupňového filtru, bude pro určení hodnot součástek využít jeden z mnoha online kalkulátorů [11]. V obvodovém simulátoru bylo vyzkoušeno více návrhů lišící se v f_m . Na základě toho je zvolena HP s $f_m = 17$ MHz. Schéma je zobrazeno na obrázku 2.24:



Part Values			
Part	Butterworth	Chebyshev 0.1 DB	Bessel
L1	0.2341 uH	0.2937 uH	0.4823 uH
C1	187.24 pF	130.68 pF	554.95 pF
C2	187.24 pF	130.68 pF	84.98 pF

Obrázek 2.24 Schéma vstupní HP včetně hodnot součástek

Protože jsou hodnoty prvků nestandardní, jsou upraveny tak, aby byly běžně dostupné. Použito tedy bude $L = 220$ nH (RF induktor s co nejvyšším Q),

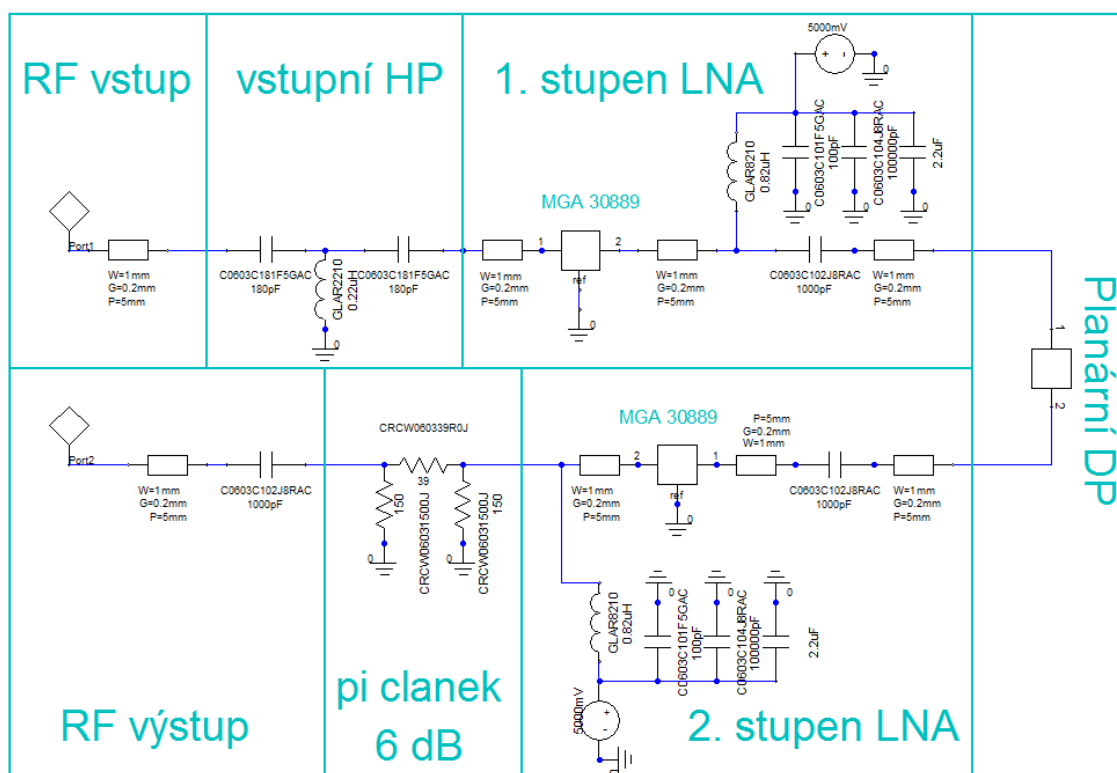
$C_1 = C_2 = 180 \text{ pF}$ (N0P). Kondenzátory budou současně sloužit pro blokování DC složky. Není tedy nutné pro 1. zesilovací stupeň využívat 100 nF kondenzátoru.

2.6.2 Náhrada ideálních součástek, úprava stabilizace LNA

DPS bude samozřejmě osazena reálnými součástkami, je vhodné je do simulace zařadit. Očekávaná změna je zhoršení NF a S_{21} .

Vzhledem k tomu, že stabilizační odpory měly zbytečně velkou hodnotu, byla jejich hodnota postupně snižována, přičemž byla sledována stabilita (obvodový model). Výsledkem je fakt, že stabilizační odpory nejsou třeba, díky čemuž dojde ke zvýšení S_{21} a snížení NF , a dojde tak k částečnému vykompenzování náhrady ideálních součástek za reálné. Na výstup bude zařazen požadovaný 6 dB pasivní π článku.

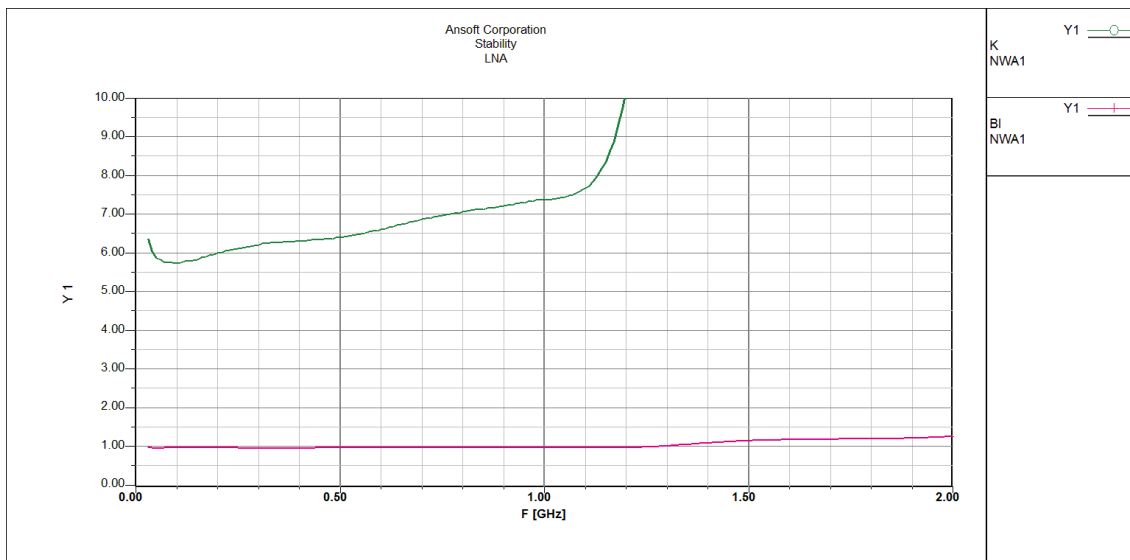
Po připojení vstupní HP dojde vlivem útlumu filtru v propustném pásmu také ke zhoršení NF . Výsledné schéma včetně vstupního filtru a nahrazení součástek je na obrázku 2.25.



Obrázek 2.25 Model navrženého LNA včetně reálných součástek

Na obrázku 2.25 je vidět, že model je již složen ze vstupního filtru typu HP, 1. zesilovacího stupně LNA, planárního filtru typu DP, 2. zesilovacího stupně LNA a výstupního pasivního π článku.

Stabilita výsledného zapojení.

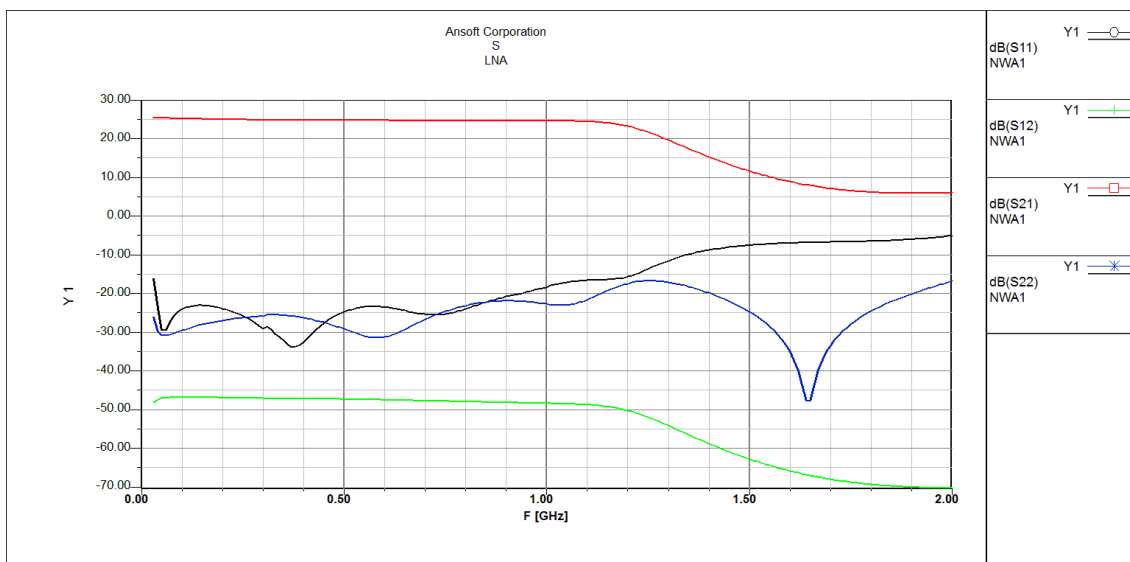


Obrázek 2.26 Analytické určení stability výsledného modelu LNA

Výsledný návrh je absolutně stabilní v celém pracovním rozsahu, přičemž není třeba pasivních zátěží na výstupu jednotlivých stupňů.

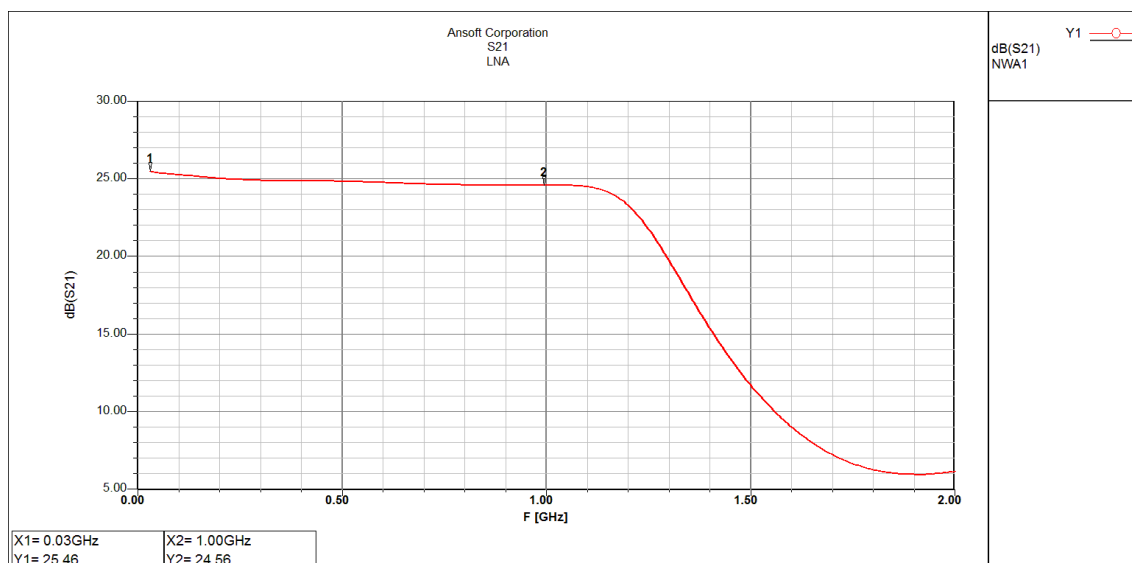
Pozn.: Kružnice stability pro vstup/výstup jsou příliš daleko od středu Smithova diagramu a nejsou tedy v Ansoft Designeru vidět.

S parametry výsledného zapojení.



Obrázek 2.27 S parametry výsledného modelu LNA

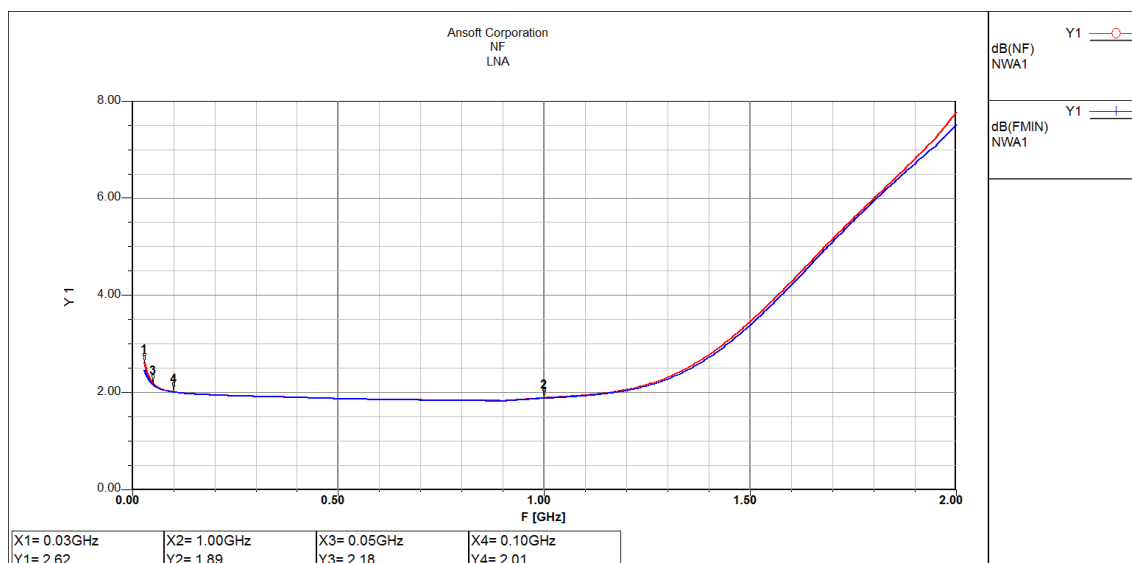
Vstupní přizpůsobení částečně degradovalo vlivem reálných součástek, nicméně je stále dostatečné ($S_{11} < -10$ dB), výstupní přizpůsobení dosahuje vlivem pasivního útlumového prvku na výstupu lepších výsledků ($S_{22} < -20$ dB). Detail na přenos S_{21} .



Obrázek 2.28 Detail přenosu S_{21} výsledného modelu LNA

Stejným postupem, jaký byl uveden v kapitole 2.5, lze dojít k celkovému přenosu systému: $S_{21} = 25,01 \pm 0,45$ dB. Zvlnění přenosu je tedy účinkem vstupního HP filtru ještě sníženo. Vlivem pasivního π článku se snížil přenos.

Vstupní HP filtr částečně degradoval NF na nižších kmitočtech.



Obrázek 2.29 NF a F_{MIN} výsledného modelu LNA

Nahrazením ideálních součástek došlo k nepatrnému zvýšení NF , nicméně hlavní zásluhu na zvýšení NF na nižších kmitočtech (do 100 MHz) má především vstupní HP filtr. Lze vidět, že do 100 MHz překročilo NF hranici 2 dB. Na 50 MHz je NF na přijatelné hodnotě 2,18 (s přihlédnutím k VSWR měřicí antény je 50 MHz možno považovat za spodní hranice frekvenčního rozsahu). Vstupní HP filtr bude i nadále brán v potaz, přičemž osazení filtru na prototypové DPS je bezproblémové a lze jej případně kdykoliv z DPS odstranit.

2.6.3 ESD ochrana

V reálné situaci se může běžně stát, že nahodilým dotykem na vstupní konektor LNA dojde k ESD výboji, který způsobí destrukci součástky (většinou aktivního prvku). V tomto případě by mohlo dojít k destrukci prvního zesilovacího stupně. Cílem ESD ochrany je odvést naakumulovaný náboj a zabránit tak destrukci součástky.

Nejdříve je nutné zjistit, jaký maximální výkon je LNA schopné zpracovat, aniž by došlo k saturaci 1. či 2. stupně (a nebyl tedy překročen P_{1dB}). S tím je spojeno nežádoucí zkreslení vstupního signálu. P_{1dB} je pro každý stupeň 20 dBm, zesílení každého stupně 16 dB, útlum filtrů je vzhledem k nízkým hodnotám zanedbán, stejně tak není počítáno s pasivním útlumem 6 dB na výstupu 2. stupně. Maximální vstupní výkon, při kterém nedojde k saturaci je tedy možné (s jistou tolerancí) spočítat:

$$P_{INmax} = P_{OUT2max} - G_2 - G_1 = 20 - 16 - 16 = -12 \text{ dBm} .$$

Při hodnotě $P_{IN} = -12 \text{ dBm}$ tedy nedojde k překročení P_{1dB} žádného ze stupňů a zesílení LNA lze považovat za lineární.

Pro ochranu navrženého LNA bude využito antisériového zapojení diod v podobě součástky firmy Infineon ESD103-B1-02, která je přímo určena pro ESD ochranu (maximálně $\pm 10 \text{ kV}$). Napětí, při němž dojde k otevření polovodičových diod, musí být vyšší, než je maximální vstupní napětí (výkon) LNA při lineárním zesílení. ESD103-B1-02 má otevírací napětí $\pm 15 \text{ V}$, tedy pro 50Ω systém je otevírací výkon:

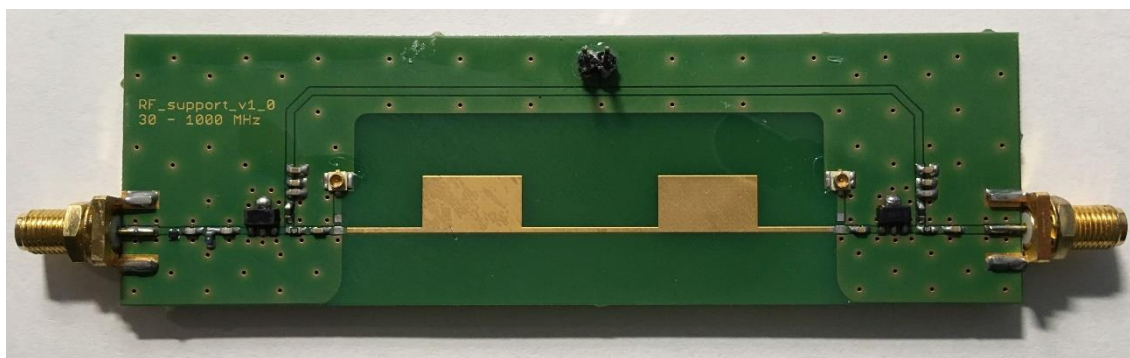
$$P = 10 \log \left(\frac{(\pm 15)^2}{50} \right) = 36,5 \text{ dBm} .$$

Dříve tedy dojde k výraznému zkreslení výstupních signálů nežli k zafungování ESD ochrany. Z hlediska návrhu je nutné podotknout, že nedojde k žádnému ovlivnění šumových vlastností (hodnota vloženého útlumu součástky je v řádech setin dB) ani vzniku intermodulačních produktů.

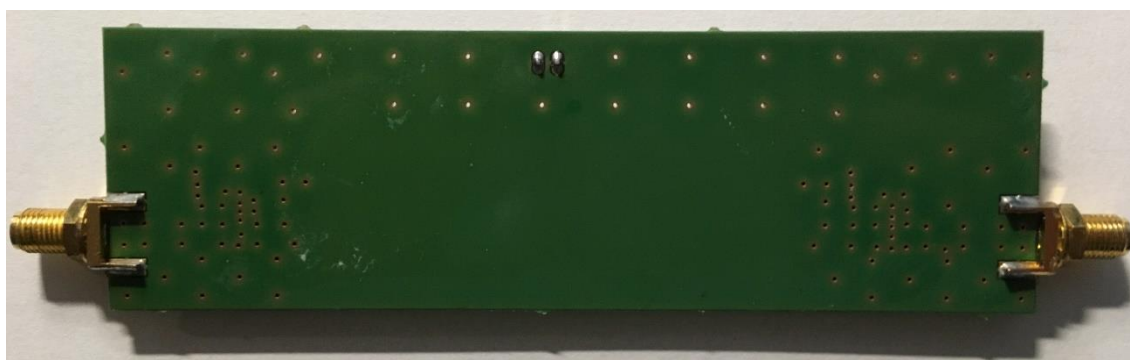
2.7 Tvorba prototypu

Cílem výroby prototypu není nic jiného než ověření požadované funkčnosti samotného návrhu. Ansoft Designer má zabudovaný modul pro návrh layoutu DPS umožňující sestavení jednotlivých součástek a úseků vedení (v tomto případě není myšlen planární filtr) z obvodového simulátoru. Jinými slovy lze tedy navrhnout přesně takový layout, jaký byl navržen a simulován. Vzhledem k tomu, že při návrhu nebylo využito složitějších planárních prvků (pahýly, indukčnosti, $\lambda/4$ transformátory atp.) není nutné tento návrhový modul používat, protože nedojde k žádné výrazné nepřesnosti. Pro návrh je využito známé prostředí Eagle firmy Autodesk.

Protože výroba zabírá určitý čas, byl prototyp navrhován průběžně. Na základě toho nejsou v prototypu zakomponovány některé změny, které jsou zde popsány. Konkrétně se jedná o π článek, ESD ochranu (dříve byla zvolena méně vhodná součástka) a odstranění stabilizačních odporů. Stejně tak je aktuální prototyp osazen SMA konektory, namísto konektorů typu N, protože SMA jsou pro návrh prototypu cenově dostupnější. Fotografie navrženého prototypu je uvedena na obr. 2.30.



Obrázek 2.30 Horní strana DPS prototypu LNA



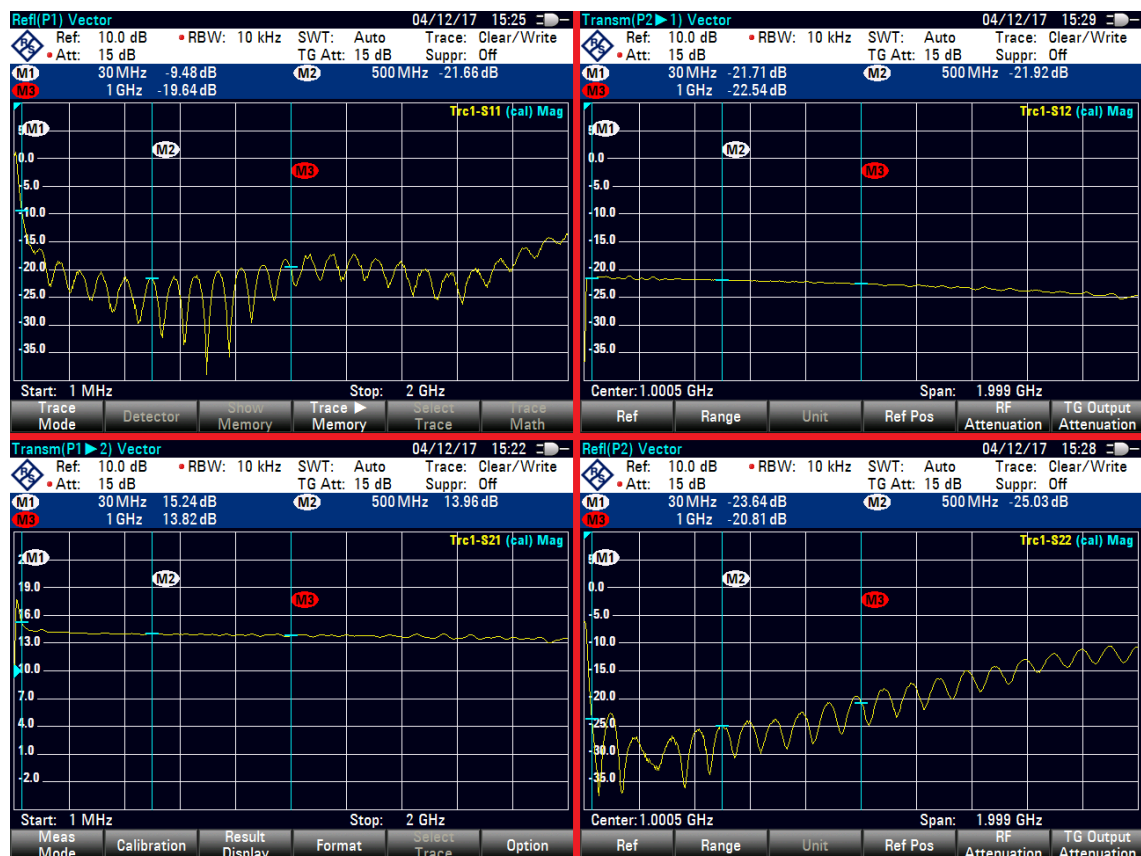
Obrázek 2.31 Spodní strana DPS prototypu LNA

2.8 Měření prototypu

Na zrealizovaném prototypu byly měřeny především S parametry a k měření byl využit VNA FSH8 firmy Rohde & Schwarz.

2.8.1 S parametry 1. stupně

Prototyp byl navržen tak, aby umožňoval změření dílčího stupně LNA a tím lepší porovnání se simulacemi. Při měření nebyla osazena ESD ochrana ani vstupní HP filtr. Mezistupňový DP filtr byl odpojen. Změřené S parametry lze vidět níže:



Obrázek 2.32 S parametry 1. stupně prototypu LNA

Naměřené S parametry 1. stupně z větší části odpovídají simulacím popsaným v kapitole 2.3. Níže uvedená tabulka 2.3 srovnává naměřená data (v pracovním pásmu 30 – 1000 MHz) prototypu a počítačového modelu.

Tabulka 2.3 Srovnání S parametrů prototypu a modelu 1. stupně LNA

0,03 – 1,00 GHz		Model	Prototyp
S_{11}	[dB]	< -11,00	< -10,00
S_{12}		< -22,00	< -20,00
S_{21}		14,66±0,28	14,60±0,64
S_{22}		< -25,00	< -20,00

Ze srovnávací tabulky lze říci, že prototyp až na drobné odchylky odpovídá počítačovému modelu, což potvrzuje správnost a přesnost návrhu.

Pozn.: Srovnávaný počítačový model byl v kapitole 2.3 simulován s ideálními součástkami mající za následek nepatrně lepší parametry modelu.

Prototyp nebyl navrhován tak, aby bylo možné jej vložit do stínící krabíčky. Na základě toho a shody modelu s prototypem nebylo změřeno NF . Vzhledem k tomu, že 1. stupeň je totožný s 2. stupněm, byly při měření S parametrů 2. stupně naměřeny stejné výsledky.

2.8.2 S parametry mezistupňového filtru

Na DPS byly vyvedeny 2 U.FL konektory, umožňující měření jak jednotlivých stupňů, tak mezistupňového filtru. Filtr je reciprokový, a tak je pro popis dostatečné měření parametrů S_{11} společně s S_{21} . Výsledky měření je možné vidět na obrázku 2.33.



Obrázek 2.33 S parametry mezistupňového filtru

Na první pohled je patrné, že S parametry reprezentují filtr DP. Srovnávací tabulka opět napoví, jaká je shoda mezi simulovanou planární strukturou a navrženou.

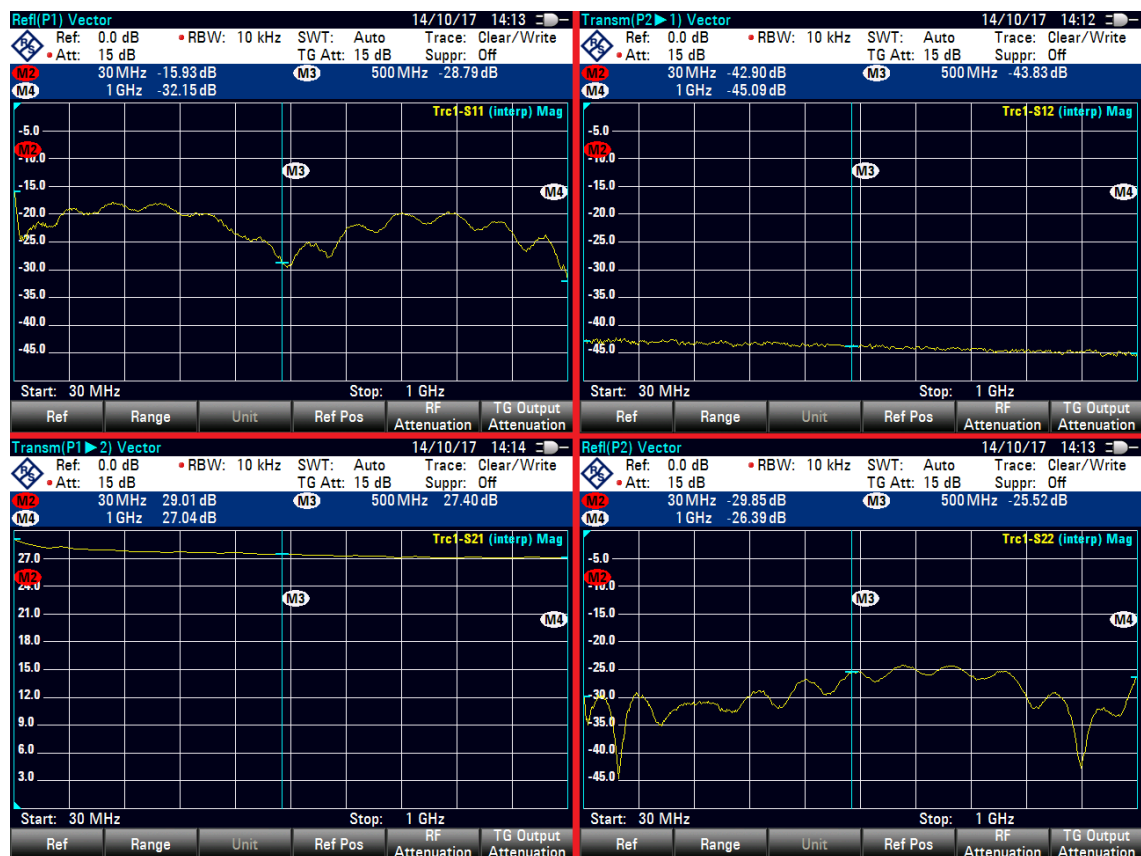
Tabulka 2.4 Srovnání S parametrů prototypu a modelu filtru

0,03 – 1,00 GHz	Model	Prototyp
S_{11}	< -20,00 dB	< -15,00 dB
S_{11} @ 1 GHz	-24,00 dB	-19,27 dB
S_{21} @ 1 GHz	-0,50 dB	-1,31 dB
$S_{21} = -3$ dB	@ 1,24 GHz	@ 1,24 GHz
$S_{11} = -10$ dB	@ 1,12 GHz	@ 1,17 GHz

Pozn.: Měření je do jisté míry ovlivněno přechody na konektorech SMA a U.FL.

2.8.3 S parametry navrženého LNA

Pro toto měření byl již osazen vstupní HP filtr, ESD ochrana nikoliv. S parametry kompletního prototypu (bez ESD ochrany) jsou zobrazeny na obrázku 2.34.



Obrázek 2.34 S parametry kompletního prototypu LNA

Srovnání modelu s prototypem lze vidět v níže uvedené tabulce.

Tabulka 2.5 Srovnání S parametrů prototypu a modelu kompletního LNA

0,03 – 1,00 GHz		Model	Prototyp
S_{11}	[dB]	< -16,00	< -16,00
S_{12}		< -42,00	< -42,00
S_{21}		28,21±0,65	28,03±0,99
S_{22}		< -19,00	< -24,00

Pozn.: Srovnávací model popsany v kapitole 2.6.2 byl upraven tak, aby bylo možné jeho přesné srovnání s prototypem. Do modelu byly přidány rezistory 16 Ω a vynechán pasivní π článek.

2.8.4 Vstupní HP filtr

Osazením vstupního filtru bylo dosaženo potlačení výrazného zesílení na $f < 30$ MHz. Rozdíl lze vidět z průběhu přenosu před a po osazení filtru (obrázek 2.35).

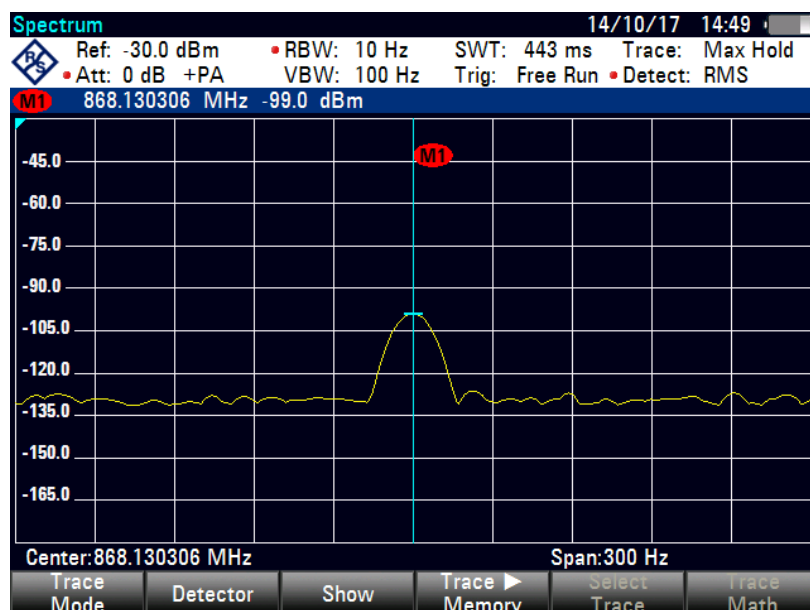


Obrázek 2.35 Přenos bez osazeného vstupního filtru (vlevo) a detail přenosu po osazení vstupního filtru (vpravo)

Vstupní filtr zajistil „postupný nárůst zesílení“, díky čemuž kleslo zvlnění přenosu v propustném pásmu. V případě, že filtr způsobí „neúnosné“ zvýšení NF , lze jej z návrhu vyřadit. Bez něj je $S_{21} = 28,41 \pm 1,34$ dB, takže zvlnění lze případně považovat za uspokojivé.

2.8.5 Spektrální měření

LNA by mělo být schopno zpracovat signály o velmi nízkých výkonových úrovních (-120 dBm). Jak bylo popsáno v kapitole 1.3.2, úroveň MDS je dána především šířkou RBW filtru SA. Pro ověření, že LNA je schopno zpracovávat velmi nízké výkonové úrovně, byl na vstup prototypu přiveden CW signál o úrovni -127 dBm (ISM pásmo, konkrétně 868,13 MHz), přičemž SA byl nastaven tak, aby signál nebyl pod úrovní šumové hladiny. Jednoduchým výpočtem lze zjistit očekávanou úroveň výstupního signálu. Tedy $P_{OUT} = -127$ dBm (vstupní signál) + 28 (střední zisk LNA) = -99 dBm, což je i naměřená hodnota (obrázek 2.36).



Obrázek 2.36 Výstupní testovací CW signál

Pomocí SA se dá také, alespoň orientačně, určit, zda je LNA stabilní. Měření bylo provedeno tak, že byl vstup LNA zakončen $50\ \Omega$ zátěží a bylo sledováno spektrum na výstupu (obrázek 2.37).



Obrázek 2.37 Spektrum výstupu LNA při zaterminovaném vstupu

Jak bylo dříve uvedeno, LNA nebylo v žádném stínícím krytu. Lze tak předpokládat, že spektrální složky se silnější úrovní, než je hladina šumu, jsou pouze externí komunikace v ostatních pásmech (ISM, GSM, ...), z čehož vyplývá, že LNA pro $50\ \Omega$ na vstupu i výstupu nekmitá.

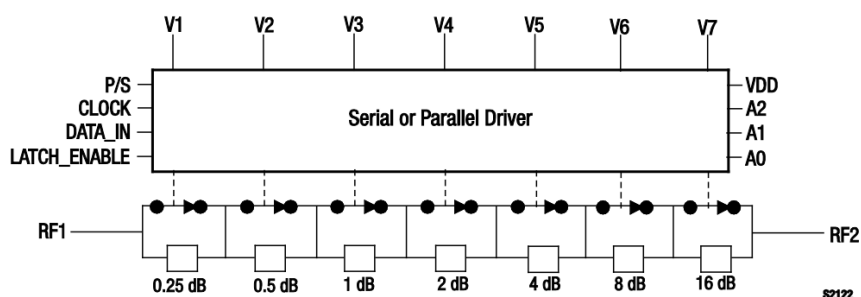
3 FINÁLNÍ VERZE LNA

Na základě výsledků měření navrženého prototypu (kapitola 2.8) lze přejít ke tvorbě provozní verze DPS nízkošumového předzesilovače. Během návrhu byl zadavatelem vznesen požadavek na možnost zařazení nastavitelného útlumového článku (atenuátoru) na vstup LNA s cílem zvýšení maximální výkonové úrovně vstupních signálů, aniž by došlo k saturaci. S tímto požadavkem dojde samozřejmě ke zhoršení šumových parametrů návrhu.

3.1 Vstupní attenuátor

O možnost zařadit před vstup LNA dílčí útlum se postará IO SKY12343-364LF firmy Skyworks. Jedná se o širokopásmový (0.01 – 4.00 GHz) digitálně řízený attenuátor založený na bázi GaAs s technologií pHEMT.

Nastavitelný útlum je v rozmezí 0 – 31,75 dB s přesností 0,25 dB, přičemž pro nastavenou hodnotu útlumu 0 dB vykazuje součástka vlastní vložný útlum IL (insertion loss) typicky 1,8 dB. Pod tuto hodnotu se tedy nelze dostat, a tak tato hodnota, dle Friisova vztahu (1.6), bude hrát hlavní roli při degradaci NF .

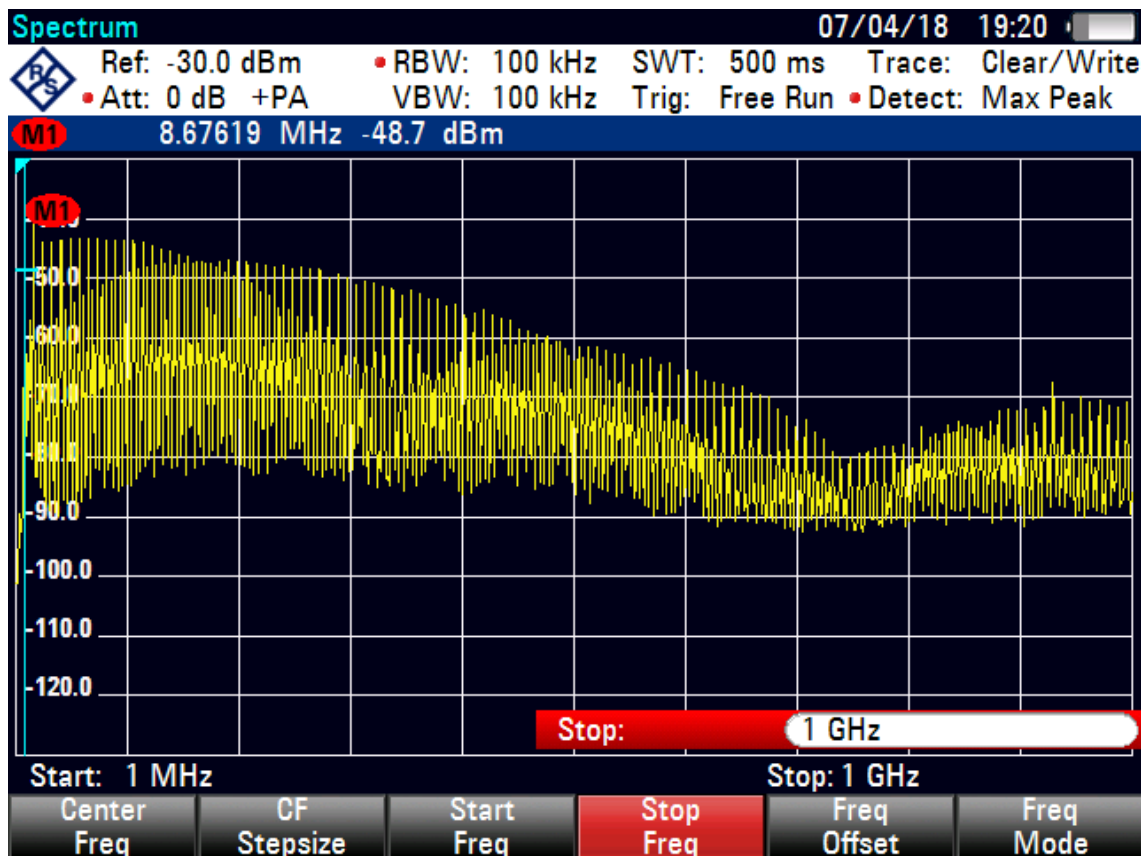


Obrázek 3.1 Blokový diagram SKY12343-364LF

Atenuátor bude provozován v režimu se sériovým ovládáním, které bude zajišťovat řídicí modul.

3.1.1 Spektrální měření, alternativa

Po osazení digitálního attenuátoru byl výstup LNA připojen na vstup SA, přičemž vstupní konektor byl zakončen pomocí 50 Ω zátěže. Výsledek měření je možné vidět na obrázku 3.2.



Obrázek 3.2 Měření spektra na výstupu LNA při zakončeném vstupu zesilovače

Jak je vidět, vstupní attenuátor neúnosně znehodnotil výstupní spektrum LNA. Protože LNA má sloužit pro zlepšení citlivosti při měření EMI v EMC komoře, je využití zařízení s takovým výstupním spektrem naprosto nevhodné. Na základě toho byl navržen jiný způsob realizace vstupního attenuátoru, konkrétně pomocí přepínání RF switchů mezi jednotlivými kanály, přičemž každý kanál obsahuje předem dané (zadavatelem určené) hodnoty útlumu. Konkrétně jde o 0 dB (IL), 5 dB, 10 dB. Za RF switch byla zvolen IO PE4259, pracující v rozsahu 10 – 3000 MHz s $IL = 0,35$ dB @ 1000 MHz.

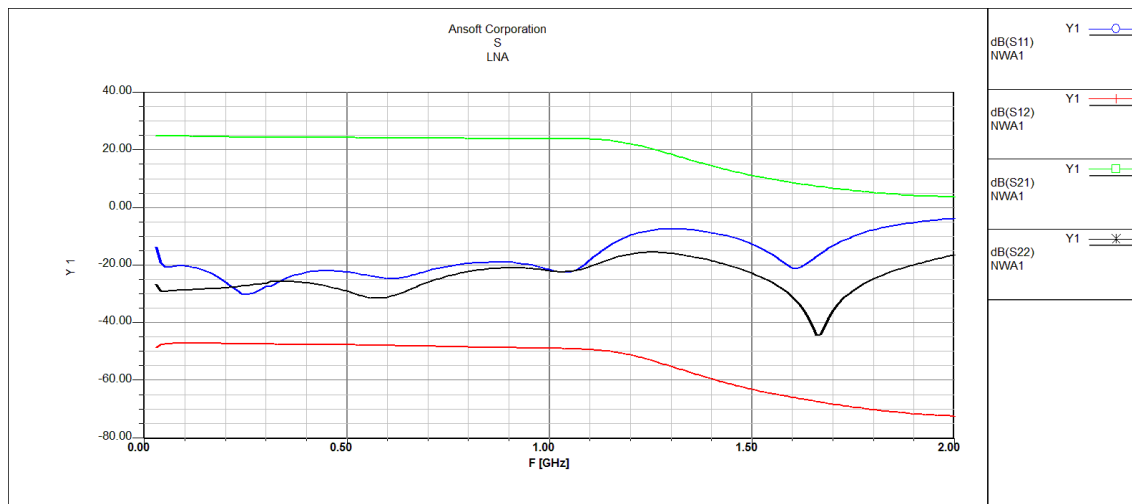
Dílní útlum každého kanálu bude realizován pomocí odporového π článku. Řídící modul (kapitola 4) pak bude zajišťovat generování signálů pro přepínání mezi jednotlivými kanály.

Pozn.: S dotazem jak daná součástka ovlivňuje spektrum byl odeslán email na podporu firmy Skyworks, nicméně bez odpovědi. Bylo realizováno měření, při kterém na DPS nebyla osazena žádná součástka, kromě SKY12343-364LF - v tomto případě bylo kmitání také patrné, avšak na úrovních o cca 25 dB nižších (zesílení obou LNA).

3.2 Simulace

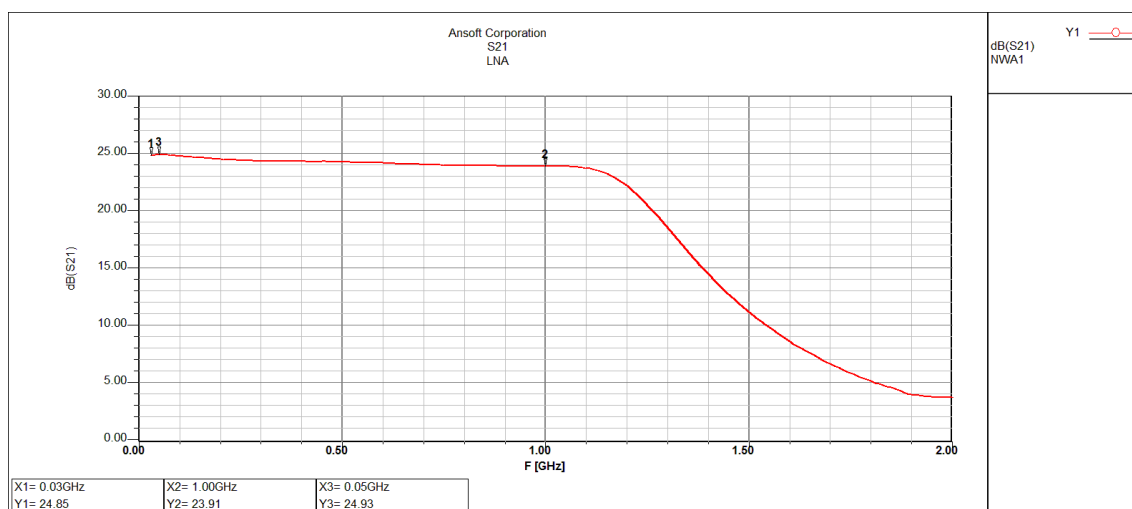
Návrh již nijak nebude modifikován, a tak je možné provést simulaci finální verze LNA. Protože do návrhu byla zařazena možnost vstupního útlumu, bylo by vhodné ji do simulace zakomponovat.

S parametry (0 dB útlum na vstupu).



Obrázek 3.5 S parametry finální verze LNA

Vstup i výstup dosahuje velmi dobré přizpůsobení ($S_{11} < -13,6$ dB, $S_{22} < -20,6$ dB) v celém pracovním pásmu. Zpětný přenos $S_{12} \approx -47$ dB. Detail přenosu S_{21} je možné vidět na obrázku 3.6.

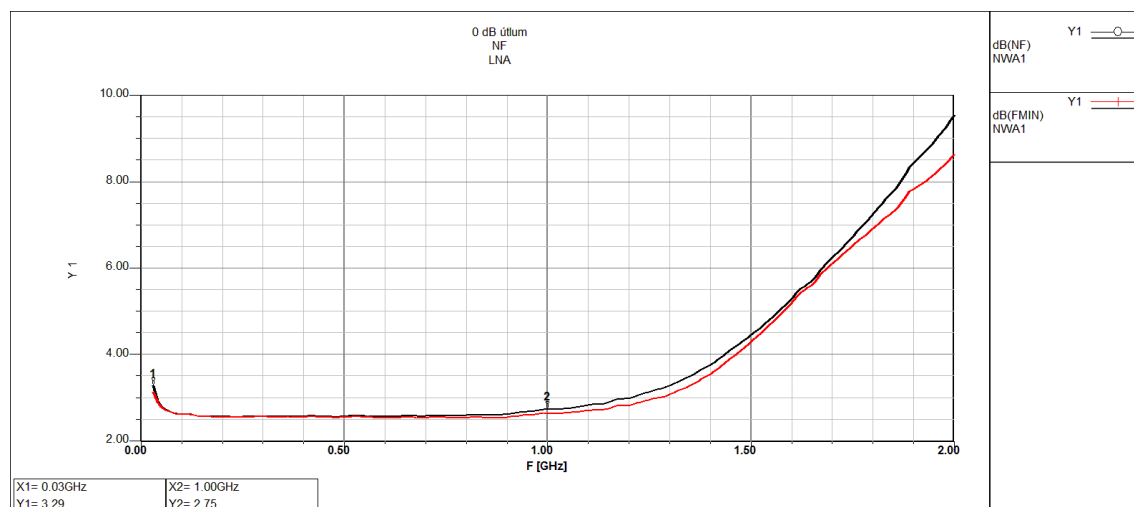


Obrázek 3.6 Přenos S_{21} finální verze LNA.

Z markerů se dá opět určit zvlnění v zájmovém pásmu 0,03 – 1,00 GHz, které je dáno rozdílem maximálního a minimálního přenosu, tedy $24,93 - 23,91 = 1,02$ dB.

Celkový přenos systému při 0 dB útlumu na vstupu: $S_{21} = 24,42 \pm 0,51$ dB. Vlivem zařazení vstupního attenuátoru kleslo zesílení, v porovnání s modelem z kapitoly 2.6.2, o hodnotu jeho IL.

Šumové parametry.



Obrázek 3.7 NF a F_{MIN} finální verze LNA

Zařazením attenuátoru na vstup došlo k očekávanému zhoršení NF . Srovnání s modelem bez možnosti zařazení vstupního útlumu lze vidět v tabulce 3.1.

Tabulka 3.1 Srovnání NF pro model bez a s možností vstupního útlumu

NF [dB]	Bez attenuátoru	Vstupní útlum (0dB)
@ 30 MHz	2,62	3,29
@ 1000 MHz	1,89	2,75

Došlo tedy ke zhoršení NF průměrně o 0,765 dB.

Srovnání simulovaných parametrů pro jednotlivé útlumy na vstupu je možné vidět v tabulce 3.2.

Tabulka 3.2 Srovnání simulovaných parametrů pro jednotlivé hodnoty útlumu na vstupu

0,03 - 1,00 GHz		Útlum na vstupu [dB]		
		0 (IL)	5	10
S_{11}	[dB]	< -13,6	< -12,1	< -12,0
S_{12}		< -47,1	< -53,1	< -58,0
S_{21}		24,2±0,5	18,6±0,6	13,7±0,6
S_{22}		< -20,6	< -21,1	< -21,1
NF		< 3,3	< 9,2	< 14,1

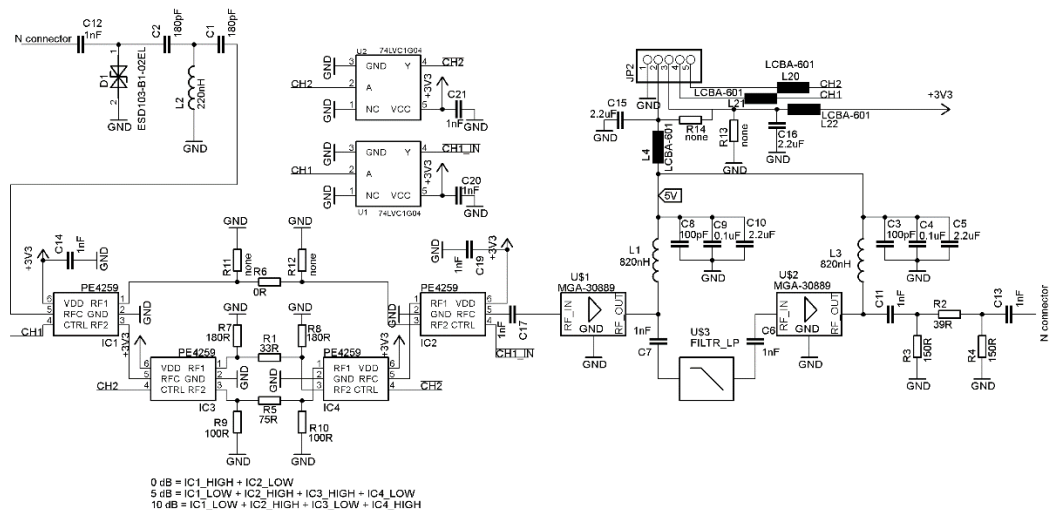
Pozn.: Útlum při přechodu z 0→5 dB je roven 5,6 dB, při 5→10 dB pak 4,9 dB. Rozdíly v desetinných místech jsou způsobeny zaokrouhlením rezistorů (řada E24) použitých pro útlumové články

3.3 Realizace

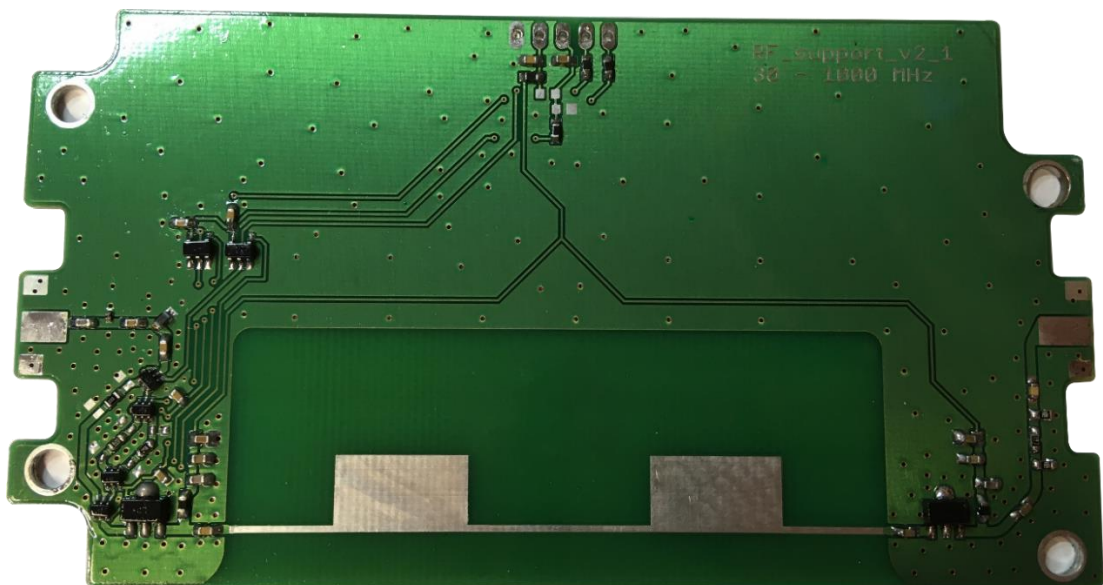
Realizace finální verze DPS vychází z dřívějšího návrhu prototypu, přičemž návrh byl doplněn o ESD ochranu, možnost útlumu na vstupu, pasivní π články na výstupu a odstranění stabilizačních odporů. Dále je DPS již připravena pro použití konektorů typu N a její tvar je navržen tak, aby vyhovoval rozměrům stínicí krabice. V neposlední řadě byly odstraněny měřicí body, umožňující měření dílčích částí návrhů.

Na základě potřebných rozměrů a dostupnosti byla zvolena hliníková krabice (HAMMOND 1550Z108) s rozměry: X:80 mm, Y:125 mm, Z:58 mm.

Schéma finálního návrhu LNA je možné vidět na obrázku 3.8, v detailu pak v příloze B.1.



Obrázek 3.8 Schéma finální verze LNA



Obrázek 3.9 Fotografie realizované DPS RF modulu (RF_support_v2_1)

Pozn.: Povrchová ochrana DPS je zajištěna pomocí bezbarvého laku

4 ŘÍDÍCÍ MODUL

Je nepraktické po zkušebně EMC vést kabely, zajišťující napájení samotného LNA, a tak je celek konstruován jako zařízení s vnitřním akumulátorem, zajišťující potřebné napájení. Veškerou obsluhu, ať už se jedná o řízení nabíjení akumulátoru, řízení útlumu vstupního atenuátoru, možnost vypnutí zařízení, aj. zajišťuje právě řídicí modul.

4.1 Elektronika

Řídicí modul je složen z pěti hlavních částí, které zajišťují dohromady funkčnost řídicího modulu. Patří mezi ně napájecí část, procesorová část, komunikační část, nabíjecí část a signalizační část.

4.1.1 Napájecí část

Řídicí modul obsahuje dvě hlavní napájecí větve, které jsou realizovány pomocí lineárních stabilizátorů. Jedná se konkrétně o napětí 3V3 a 5V0. Napětí 3V3 slouží pro napájení procesoru, komunikační části a signalizační části. Jak bylo v kapitole 2.1 uvedeno, IO realizující LNA potřebuje ke své činnosti napájecí napětí 5V0.

Za lineární stabilizátor zajišťující 3V3 byl zvolen MCP1802T-3302IO s maximálním výstupním proudem 300 mA. Pro 5V0 byl zvolen MCP1802T-5002IOT se stejným maximálním výstupním proudem. Vstupní napětí těchto stabilizátorů je bráno primárně z akumulátoru CL-18650-26H/2S1P, jehož nominální napětí je 7,2V a má kapacitu 2600 mAh, která byla vybírána s ohledem na delší životnost zařízení v provozním stavu (alespoň 16h)

Konstrukce napájecí části umožňuje napájení řídicího modulu buďto primárně pomocí akumulátoru nebo sekundárně pomocí externího nabíjecího adaptéru, případně připojením k PC.

4.1.2 Procesorová část

Veškerá řídicí logika je zajištěna pomocí 32-bitového procesoru LPC1114 s 32Kb Flash a 2Kb SRAM, založeném na jádře ARM Cortex-M0, pracujícím na kmitočtu 12 MHz, zajištěným pomocí externího oscilátoru. S využitím maximálně 40 GPIO pinů a 10 bitového AD převodníku s více kanály, umožňuje měření napětí akumulátoru, napětí externího adaptéru, spínat nabíjecí IO, komunikovat s PC atp.

4.1.3 Komunikační část

Pro komunikaci mezi PC (USB) a MCU (UART) slouží driver FT232RL. Pro zajištění stejných logických úrovní (5V0 ↔ 3V3) je využit měnič napěťových úrovní TXS0102DCTR.

4.1.4 Signalizační část

Řídicí modul využívá k signalizaci stavu „hlavní“ RGB LED a 4 pomocné modré LED

ovládané za pomoci SP4T multiplexoru (TS3A5017). Hlavní LED slouží pro předání informace o stavu, ve kterém se zařízení nachází (zařízení připraveno, nabíjení, komunikace s PC, atd.), pomocné LED pak pro předání informace o aktuální nastavené hodnotě útlumu atenuátoru.

4.1.5 Nabíjecí část

Pro nabíjení je nutný externí adaptér 12V/1A, který je pomocí PC-GK2.1 konektoru přiveden na vstup nabíjecí části řídicího modulu. Za konektorem je realizována ochrana pomocí pojistky bránící případnému zkratu, usměrňovací diodě bránící případnému přepólování vstupního napětí a transilu, bránící případnému přepětí na vstupu nabíjecí části. Na vstup nabíjecího IO je tak přivedeno pracovní napětí cca 10V.

Nabíjení akumulátoru obstarává kontrolér nabíjení akumulátorů MCP73213-A6SI/MF s nastaveným nabíjecím proudem 900 mA při 8,2 V. Na tento IO je umístěn z důvodu ztrátového výkonu (cca 1,6 W) chladič, přišroubovaný k zemní ploše DPS řídicího modulu. Plného nabití je tak dosaženo za typ. 3 hodiny.

4.2 Firmware

Firmware (FW) je psán v jazyce C a je využito prostředí LPCXpresso v8.1.4[Build 606] s využitím platformy LPCOpen v2.03 pro procesory LPC11XX dostupné na stránkách NXP Semiconductors.

Běh programu je zajištěn pomocí tzv. handlerů, přičemž každý handler obsluhuje specifickou operaci. Hlavní funkce je k vidění níže.

```
int main(void) {  
  
    MySystemInit();  
    while (1) {  
        if (flags.ms) {  
            flags.ms = false;  
            ui_welcome();  
            ADC_read_all_channels();  
            if (!DEBUG_MODE)  
                WDT_RESET();  
        }  
        if (flags.sec) {  
            flags.sec = false;  
            Signalization_handler();  
            PC_detection_handler();  
            Charge_handler();  
            Uart_handler();  
            Btn_handler();  
            if (ui.bye)  
                PwrOff_handler();  
        }  
    }  
    return 0;  
}
```

Funkce `int main(void)` začíná funkcí `MySystemInit()`, která: nastaví zdroj a frekvenci systémových hodin, inicializuje GPIO piny, SPI, AD převodník, UART, watchdog,

nastaví detekci nízkého napájecího napětí (brownout), inicializuje EEPROM, nastaví jednotlivé flagy.

Časování programu je řízeno pomocí systémového čítače (systick) s nastaveným přerušením na 1 ms. Každou ms je zajištěno přečtení všech použitých ADC kanálů (*ADC_read_all_channels()*) a vynulování watchdog časovače (*WDT_RESET()*). Jedná-li se o prvotní spuštění programu, je pomocí funkce *ui_welcome()* vykreslena úvodní grafická sekvence pomocí LED značící spuštění zařízení.

Dále je každou sekundu volán:

- *Signalization_handler()* zajišťující signalizaci aktuálního stavu pomocí RGB led.
 - Svítí pouze zelená barva: stav značící běžnou funkčnost. LNA je napájeno, komunikace s PC a nabíjení je neaktivní.
 - Bliká pouze zelená barva: Stav nabíjení, LNA je odpojeno, akumulátor se nabíjí.
 - Bliká pouze červená barva: stav nízkého napětí akumulátoru (< 7,0 V). LNA je napájeno, akumulátor je potřeba dobít (zařízení zbývá energie přibližně na 2 h provozu, nicméně klesne-li napětí akumulátoru pod hranici 6,8 V, dojde z „bezpečnostních“ důvodů k vypnutí celého zařízení).
 - Zelená barva bliká, červená svítí: aktivní komunikace s PC, nabíjení aktivní. LNA je odpojeno.
 - Zelená barva svítí, červená svítí: aktivní komunikace s PC. LNA je odpojeno.
 - Zelená barva bliká, červená bliká: při nabíjení došlo k chybě. LNA je stále napájeno.
 - Svítí modrá barva. Zařízení je během 5 sekund vypne.
- *PC_detection_handler()* zajišťující komunikaci MCU s PC. Funkce slouží k detekci připojeného USB (na základě detekovaného napětí z USB) do řídicího modulu a zajišťuje inicializaci UARTu (provedena vždy jednou, po připojení USB).
- *Charge_handler()*, který slouží k detekci připojení externího adaptéru. Je-li napětí na napájecím konektoru větší než 10 V, dojde ke spuštění procesu nabíjení akumulátoru. Nabíjení je v této fázi aktivní. Je-li pomocí kontroléru nabíjení (viz 4.1.5) detekován stav plného nabití akumulátoru, handler zajistí ukončení procesu nabíjení. Během procesu nabíjení je LNA (z důvodů spotřeby) odpojeno.
- *Uart_handler()* ve spolupráci s *PC_detection_handler()* vytváří informační zprávu, obsahující detailní informace o aktuálním stavu DPS, která je následně pravidelně (každou 1s) odesílána pomocí UARTu do PC. Součástí této zprávy je synchronizační znak, dále struktura obsahující jednotlivá napětí [mV] (napětí externě připojeného adaptéru, napětí akumulátoru, aj.), aktuálně nastavenou hodnotu útlumu atenuátoru, hodnoty flagů. Aktuálně je výpis spíše debugovací (z důvodů nižší priority neexistuje uživatelská aplikace sloužící k rozparsování informace).
- *Btn_handler()*, který zajišťuje signalizaci aktuální hodnoty útlumu atenuátoru a stará se o možnost přepínání mezi defaultně nastavenými hodnotami útlumu (0 / 5 / 10 dB) pomocí řídicího tlačítka. Tlačítko je nutné

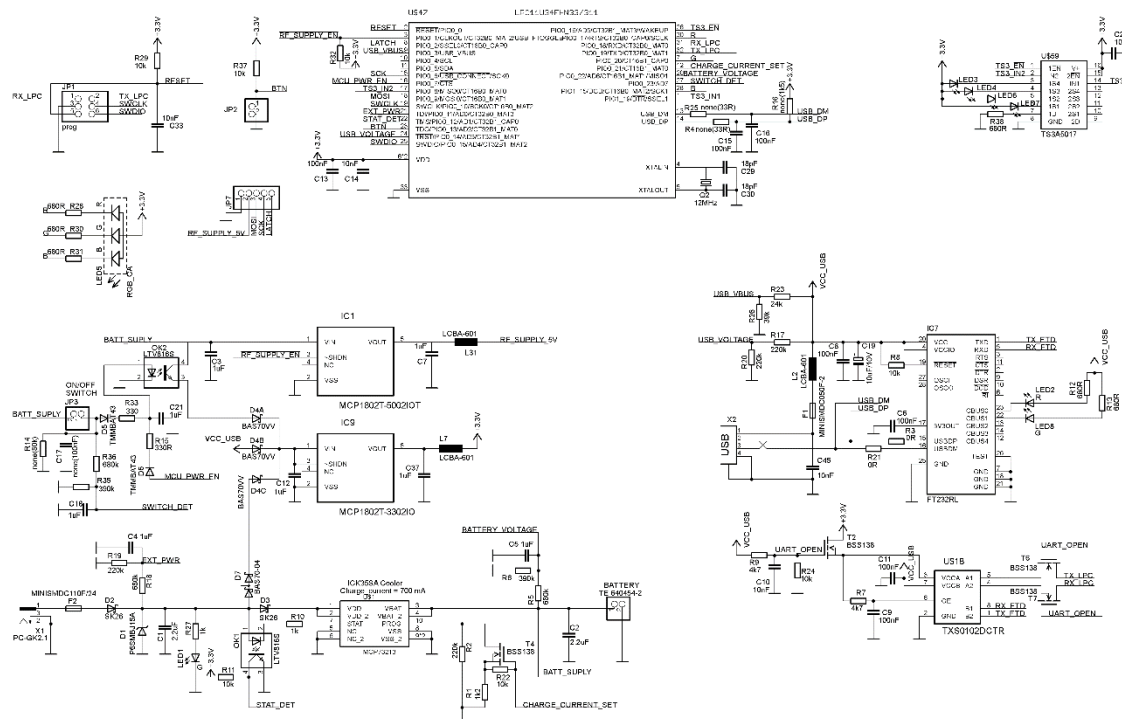
držet alespoň 1 s.

- Vypíná-li uživatel zařízení, je pomocí *PwrOff_handler()* zajištěno odpojení napájení a tím vypnutí celého zařízení. Tlačítko pro vypnutí je nutné držet alespoň 5 s, přičemž po té době dojde k zobrazení grafické sekvence, značící vypnutí zařízení.

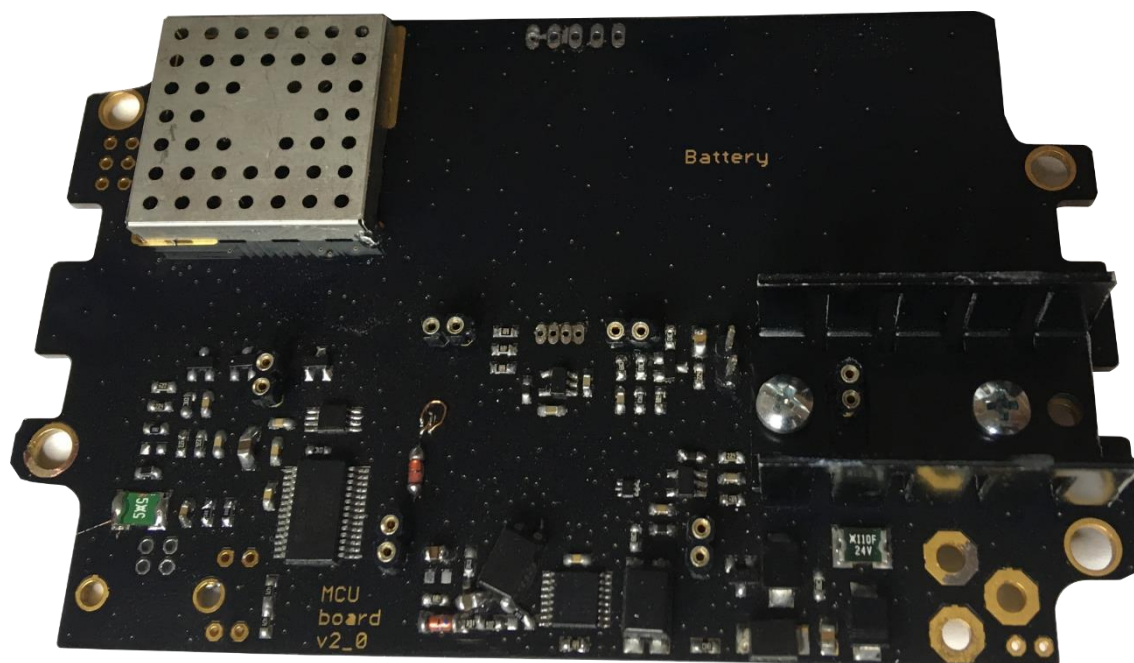
Pozn.: Projektový soubor pro prostředí LPCXpresso včetně zdrojových souborů je možné nalézt v elektronické příloze.

4.3 Realizace

Pro realizaci řídicího modulu byl použit návrhový program Eagle a opět substrát FR4 s výškou 1,52 mm. Stejně tak tvar DPS musí kopírovat vnitřní rozměry stínící krabíčky. Schéma navrženého řídicího modulu (MCU_board_v2_0) je zobrazeno na obrázku 4.1, v detailu pak v příloze B.5.



Obrázek 4.1 Schéma řídicího modulu



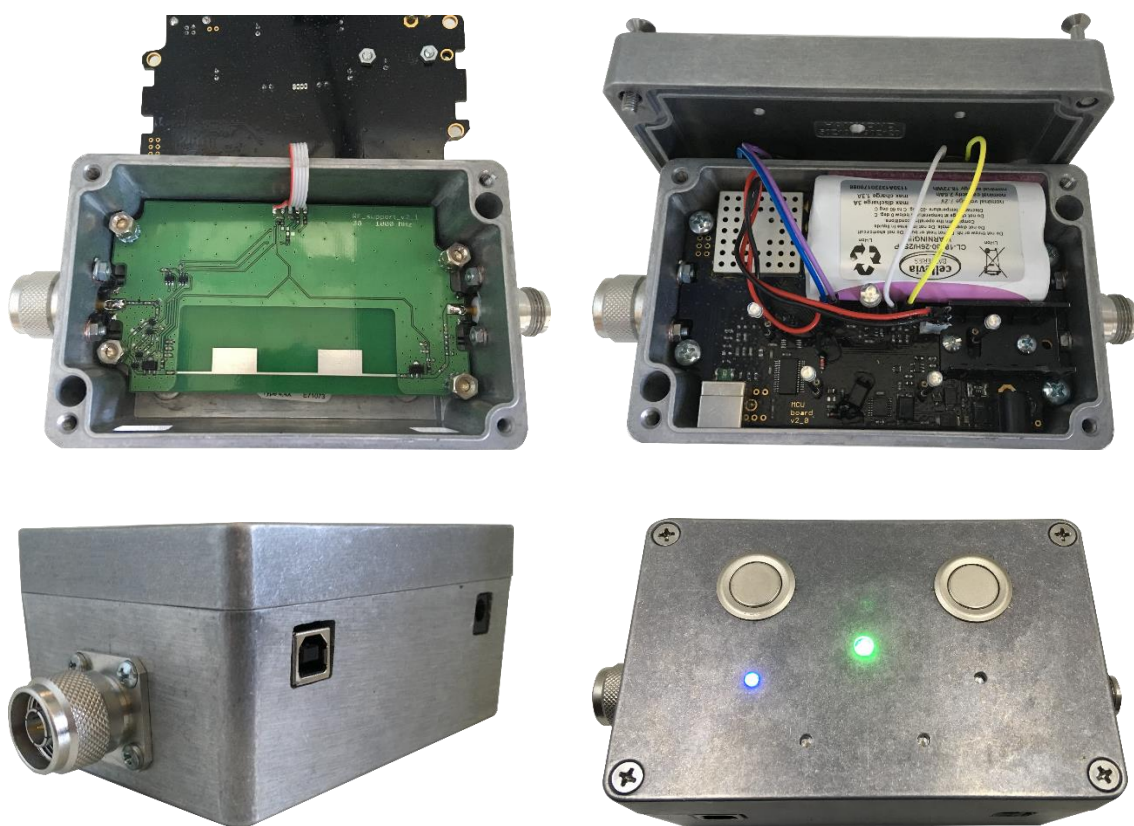
Obrázek 4.2 Fotografie realizované DPS řídicího modulu (MCU_board_v2_0)

Pozn.: Povrchová ochrana DPS je zajištěna pomocí bezbarvého laku

5 VÝSLEDNÉ ZAŘÍZENÍ

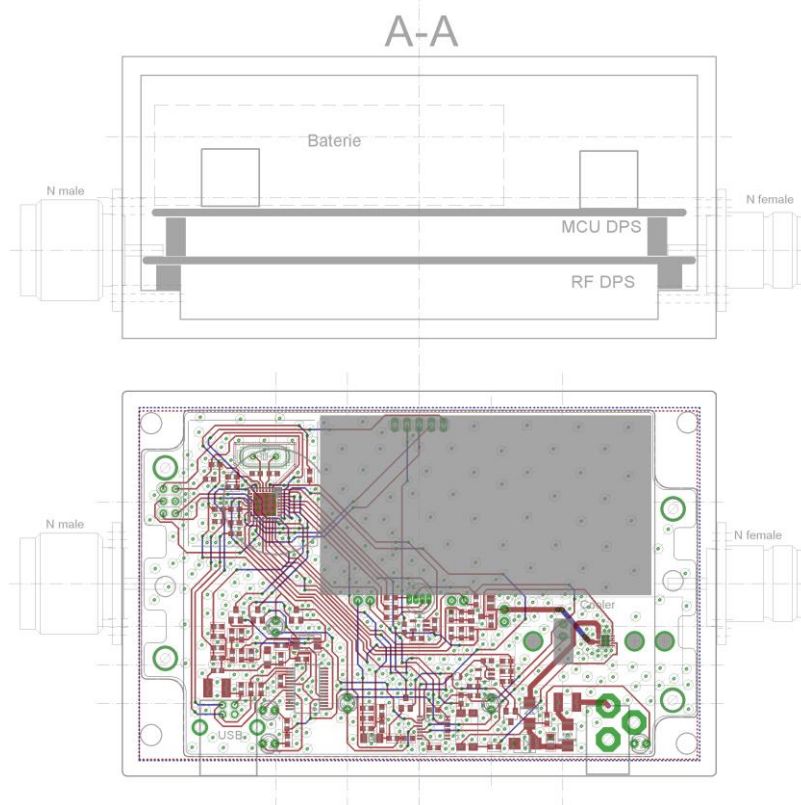
Předchozí kapitoly byly zaměřeny na výběr vhodných komponent, návrh a simulaci celého zařízení. Dílčí části byly realizovány a následně složeny do jednoho kompletního celku.

Jak bylo dříve uvedeno, veškerá elektronika je umístěna ve stínící hliníkové krabici, ke které jsou po stranách umístěny konektory typu N (male pro vstup, female pro výstup). Horní část zařízení slouží k ovládání (zapnutí / vypnutí celého zařízení – levé tlačítko, zvolení požadovaného útlumu na vstupu – pravé tlačítko) a signalizaci (aktuální stav zařízení – prostřední RGB LED, aktuální hodnota útlumu na vstupu (spodní modré LED)). V přední části je vyveden USB B konektor a konektor pro připojení nabíjecího adaptéru. Vstupní RF konektor je konektor typu N male, výstupní pak N female. Fotografie výsledného zařízení je možné vidět na níže uvedených fotografiích.



Obrázek 5.1 Fotografie anténního předzesilovače pro měření EMI

Uspořádání dílčích komponent je možné dohledat v elektronické příloze, v programu Eagle.



Obrázek 5.2 Náhled do návrhu DPS v programu Eagle

5.1 Výsledky měření

Dílčí podkapitoly stručně shrnují naměřené hodnoty důležitých parametrů, přičemž grafy naměřených hodnot jsou uvedeny v příloze A.

5.1.1 NF

Měření bylo realizováno s využitím analyzátoru šumového čísla (NFA) N8975A od firmy Agilent, přičemž měření bylo provedeno pro všechny 3 možné útlumy na vstupu. Protože měření bylo širokopásmové, zasahovali do něj rušivé signály různých služeb (LTE, DVB-T atp.), a měření je tak na určitých kmitočtech znehodnoceno. Tyto rušivé složky tak byly při zpracování výsledků měření z naměřených dat vyřazeny a lineárně aproximovány okolními body. Výsledky z měření jsou stručně uvedeny v tabulce 5.1, přičemž detailní měření je možno vidět v příloze A.4.

Tabulka 5.1 Výsledky měření NF

		Útlum na vstupu [dB]		
		0	5	10
NF @ 30 MHz	[dB]	6,3	12,7	17,3
NF @ 100 MHz		3,2	8,9	13,6
NF @ 500 MHz		3,1	9,0	13,9
NF @ 1000 MHz		3,2	9,4	14,6

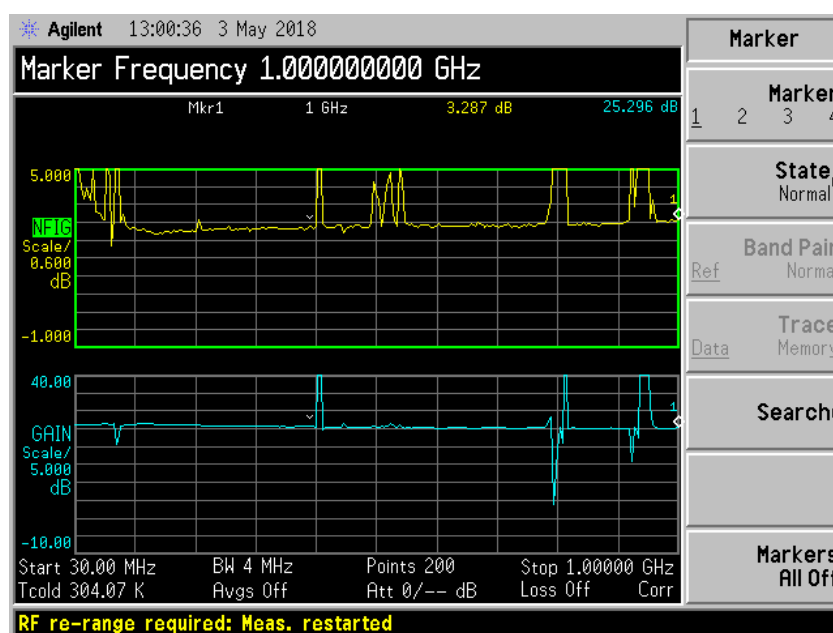
Šumové číslo lze od kmitočtu 100 MHz považovat za konstantní. Průběh NF koresponduje s výsledky simulací a velikost simulovaného NF pro dílčí kanály je srovnatelná (viz. tabulka 3.2) ve frekvenčním rozsahu 100 až 1000 MHz. Pro kmitočet 30 MHz je vždy hodnota NF průměrně o 3 dB vyšší než průměrná.

I když primárním účelem bylo měření NF , lze využít i naměřené hodnoty zisku, které jsou srovnány (tabulka 5.2) s S_{21} naměřeným pomocí VNA (viz. kapitola 5.1.2). Grafické srovnání průběhů je možné vidět v příloze A.5.

Tabulka 5.2 Srovnání zisku při měření VNA a NFA

		Útlum na vstupu								Útlum na vstupu		
		0 dB		5 dB		10 dB				0 dB	5 dB	10 dB
		VNA	NFA	VNA	NFA	VNA	NFA					
G_{\max}	[dB]	26,0	26,3	20,5	20,9	15,9	16,3	Relativní chyba	[%]	1,2	2,2	2,8
G_{\min}		25,9	25,0	19,1	18,9	14,2	13,8			-3,5	-0,8	-2,5
G_{mid}		25,4	25,8	19,8	19,9	15,0	15,0			1,6	0,8	0,0
\pm		0,6	0,8	0,7	1,0	0,9	1,3	Absolutní Chyba	[dB]	0,2	0,3	0,5

Pozn.: Pro výpočet relativní chyby jsou data z VNA brána jako referenční.



Obrázek 5.3 Screenshot obrazovky při měření LNA s nastaveným útlumem 0 dB na vstupu

Pozn.: Na obrázku 5.3 je možné vidět rušivé signály, znehodnocující měření.

5.1.2 S parametry

Pro měření bylo využito VNA ZVL3 (9 kHz – 3 GHz) od firmy Rohde & Schwarz. Výsledky měření jsou shrnuty v tabulce 5.3. Detailní grafy naměřených hodnot jsou v příloze A.1 až A.3.

Tabulka 5.3 Výsledky měření S parametrů

0,03 - 1,00 GHz		Útlum na vstupu [dB]		
		0 (IL)	5	10
S_{11}	[dB]	< -6,8	< -6,2	< -6,0
S_{12}		< -44,5	< -48,3	< -50,6
S_{21}		25,4±0,6	19,8±0,7	15,0±0,9
S_{22}		< -13,3	< -13,6	< -13,5
$NF @ f < 100 \text{ MHz}$		< 6,3	< 12,7	< 17,3
$NF @ f > 100 \text{ MHz}$		< 3,4	< 9,4	< 15,0

Pozn.: V elektronické příloze je možné nalézt .csv data, které lze použít jako kalibrační hodnoty pro maximalizaci přesnosti měření ve zkušebnách EMC

5.1.3 P_{1dB}

P_{1dB} bylo měřeno při vstupním CW signálu $f = 1 \text{ GHz}$ v rozsahu -140 dBm (předimenzovaná hodnota) do maximálně 0 dBm pro kanál se vstupním útlumem 0 dB, 5 dBm pro kanál se vstupním útlumem 5 dB, 10 dBm pro kanál se vstupním útlumem 10 dB. Z kapitoly 1.3.5 je známá definice P_{1dB} coby maximální výkonová úroveň výstupního signálu při které dojde k odchylce lineárního průběhu zesílení o 1 dB. Zákonitě, je-li zvýšen vstupní útlum na vstupu LNA (např. o 5 dB), sníží se přenos S_{21} také o 5 dB – výkon vstupního signálu se tak může o 5 dB zvýšit, aniž by došlo k saturaci, nicméně bod P_{1dB} zůstane stále stejný. Níže uvedená tabulka uvádí hodnoty výkonu vstupního signálu, při kterém bylo dosaženo P_{1dB} , který je 15 dBm (grafy naměřených hodnot je možné nalézt v příloze A.6 a A.7)

Tabulka 5.4 Maximální úroveň vstupního CW signálu při kompresi 1 dB na výstupu

f = 1 GHz	Útlum na vstupu [dB]		
	0	5	10
$P_{INmax} \text{ [dBm]}$	-10	-5	0

Pozn.: Kmitočet byl volen záměrně 1 GHz, protože na tomto kmitočtu je P_{1dB} pro použitý IO coby LNA nižší než na kmitočtu 30 MHz (viz. obrázek 2.9) – worst case. Hodnoty jsou zaokrouhleny na jednotky dBm.

Zařazením útlumu na vstup tedy dojde ke zvýšení maximální výkonové úrovně vstupního signálu (což koresponduje s požadavkem zadavatele).

5.1.4 Srovnání naměřených a simulovaných dat

Tabulka 5.5 umožňuje rychlé a přehledné srovnání simulovaných dat využívajících dílčích modelů v prostředí ANSOFT Designer a naměřených dat pomocí dříve zmíněného VNA.

Tabulka 5.5 Srovnání naměřených a simulovaných dat

0,03 - 1,00 GHz		Útlum na vstupu [dB]					
		0 (IL)		5		10	
		Model	Zařízení	Model	Zařízení	Model	Zařízení
S_{11}	[dB]	< -13,6	< -6,8	< -12,1	< -6,2	< -12,0	< -6,0
S_{12}		< -47,1	< -44,5	< -53,1	< -48,3	< -58,0	< -50,6
S_{21}		24,2±0,5	25,4±0,6	18,6±0,6	19,8±0,7	13,7±0,6	15,0 ±0,9
S_{22}		< -20,6	< -13,3	< -21,1	< -13,6	< -21,1	< -13,5
NF		< 3,3	< 6,3	< 9,2	< 12,7	< 14,1	< 17,3

Z tabulky je patrný rozdíl S_{11} , který je nejvyšší na nejnižším měřeném kmitočtu (30 MHz). Tento rozdíl je pravděpodobně způsoben nezařazením ESD ochrany do simulačního modelu (nebyla dostupná potřebná data), který degraduje S_{11} na nižších kmitočtech. Naměřené hodnoty S_{21} byly vždy cca o 1 dB vyšší než simulované hodnoty S_{21} , což vzhledem k výrobním rozptylům IO a nezahrnutím všech vlivů do simulace, není nic neobvyklého.

5.1.5 Řídící modul

Na základě výsledků měření (kapitola 5) a návrhu (kapitola 4) je dosaženo těchto klíčových vlastností:

Nabíjecí adaptér	12V / 1 A
Výdrž na akumulátoru	max. 18 h
Doba nabíjení	typ. 3 h
Spotřeba LNA ready	cca 150 mA
Spotřeba LNA off	cca 20 mA
Baud rate	9600 Bd
Rámec	8N1, no parity
Napětí pro signalizaci nízkého napětí baterie	7,0 V

Pomocí debugovacích výpisů byl pravidelně logován záznam nabíjení a vybíjení akumulátoru, který poskytuje představu časoch potřebných k vybití a nabití zařízení (příloha A.8 a A.9).

5.2 Teseq: LNA 6901

Další možností srovnání navrženého LNA pro měření EMI je nalezení podobného, „profesionálního“, LNA, které je určeno také pro zkušebny EMC. Pro srovnání byl vybrán LNA 6901 od firmy Teseq [19].

„LNA 6901 je nízkošumový předzesilovač se ziskem typ. 28 dB pokrývající nominální frekvenční rozsah 9 kHz až 1 GHz a může být využit až do 2 GHz. S jeho vysokým ziskem a nízkým šumovým číslem významně zvýší citlivost prakticky všech spektrálních analyzátorů a ostatních RF měřicích přístrojů. Všechny měřicí přístroje mají „šumové číslo“, které je měřítkem toho, jak je přístroj dobrý v měření signálů o malých

výkonech. Čím nižší je toto číslo, tím lépe, ačkoliv nejnižší úroveň signálu bude stále určena šířkou pásma měřicího přístroje. Typický spektrální analyzátor může mít šumové číslo 20 dB nebo více, zatímco typický přijímač může mít šumové číslo 10 dB. Předzesilovač má šumové číslo typicky 2,8 dB, což umožňuje pomocí těchto měřicích přístrojů zpracovávat signály, které předtím byly maskovány šumem“ [19].



Obrázek 5.4 Nízkošumový předzesilovač LNA 6901 od firmy Teseq [19]

Následující tabulky srovnává vybrané parametry tohoto komerčního LNA s „vlastním“ navrženým LNA.

Tabulka 5.6 Srovnání komerčního a „vlastního“ LNA

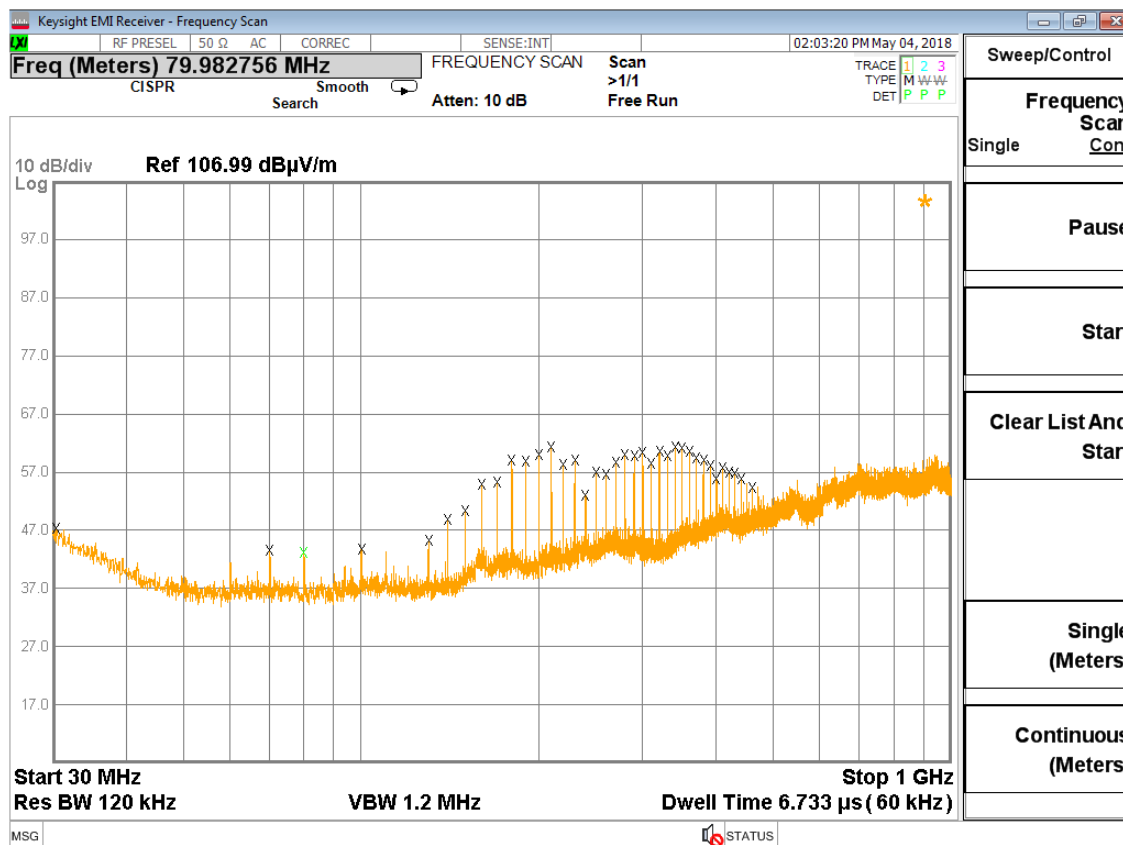
	Teseq: LNA 6901	„Vlastní“ LNA
Frekvenční rozsah	9 kHz - 1 GHz	30 MHz - 1 GHz
Zisk	typ. 28 dB	typ. 25,4 dB
Zvlnění zisku	± 1 dB	$\pm 0,6$ dB
VSWR (vstup)	$< 1,5$	$< 2,7$
NF	typ. 2,8 dB (@ 100 MHz)	typ 3,1 dB (@ 100 MHz)
P_{1dB}	8 dBm	15 dBm
Vstupní/výstupní impedance	50 Ω	50 Ω
Napájecí napětí	Externí (11 až 15 V)	Interní (6,2 až 8,2 V)
Pracovní proud	cca 100 mA	cca 150 mA
Rozměry (bez konektorů)	28 mm x 95 mm x 27 mm	80 mm x 125 mm x 58 mm
Hmotnost	cca 127 g	cca 741 g

Jak je vidět, největší rozdíl mezi komerčním a „vlastním“ LNA není v RF parametrech, ale především v mechanice (hmotnost, rozměry) a typu napájení (externí vs. interní).

Pozn.: Srovnání bylo provedeno pro nastavený útlum 0 dB na vstupu. Rozdíl 1,5 a 2,7 VSWR (vstup) je způsoben především horším přizpůsobením „vlastního“ LNA na kmitočtu 30 MHz.

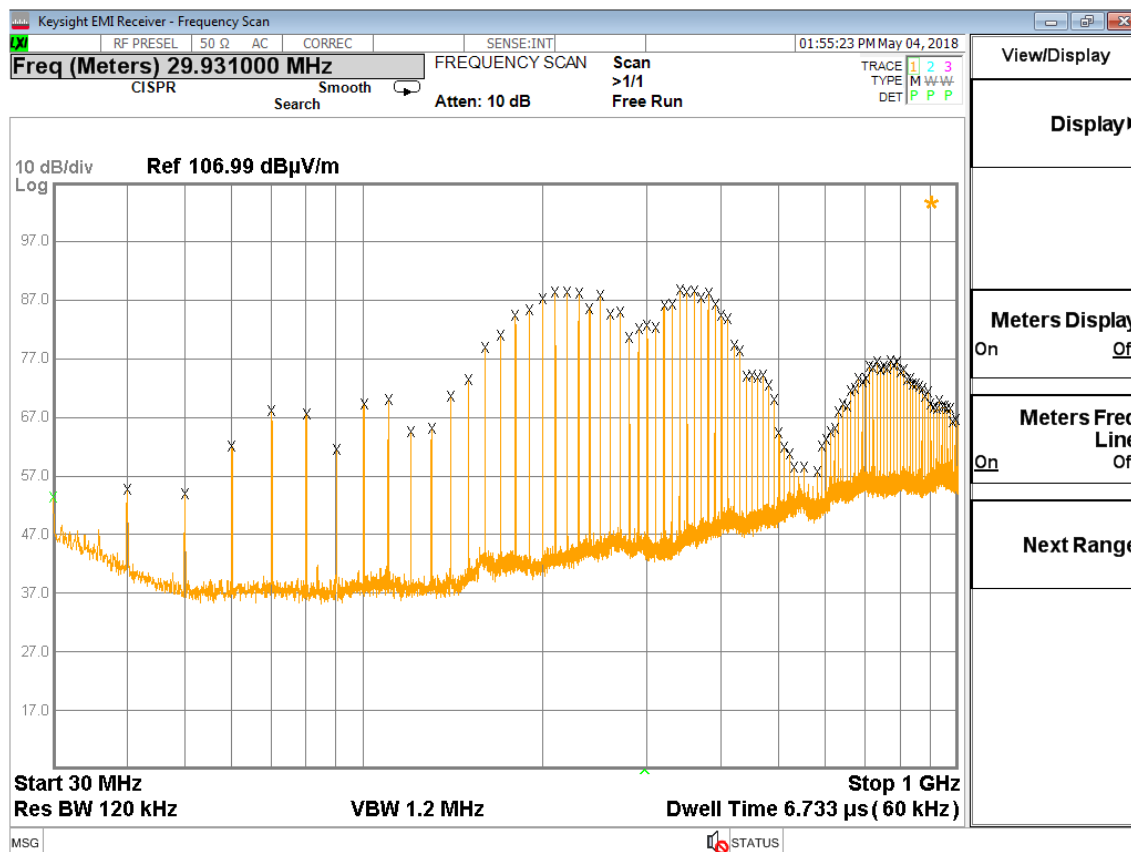
6 MĚŘENÍ V EMC KOMOŘE

S pomocí realizovaného předzesilovače bylo provedeno ověřovací EMI měření na celkem dvou vybraných zařízeních (hřebenové generátory). V první části měření byl výstup antény (ETS Lindgren 3142E BiConiLog [7]), která je pro měření umístěna přesně 3 metry od měřeného zařízení (DUT), propojen napřímo pomocí koaxiálního kabelu k přijímači EMI N9038A MXE od firmy Keysight. Pomocí této sestavy možno měřit intenzitu elektrického pole (E) produkovanou pomocí DUT.



Obrázek 6.1 Výsledek měření při testovací sestavě bez LNA

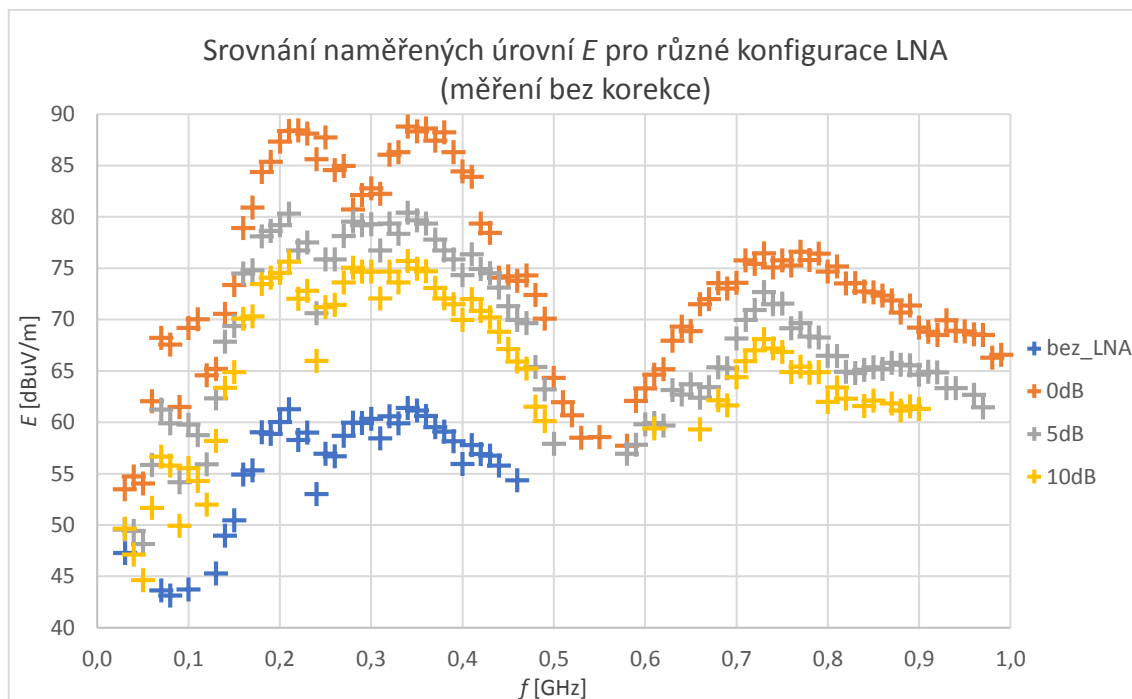
V druhé části měření byl na výstup antény připojen navržený nízkošumový předzesilovač pro měření EMI.



Obrázek 6.2 Výsledky měření při použití LNA (0 dB útlum na vstupu)

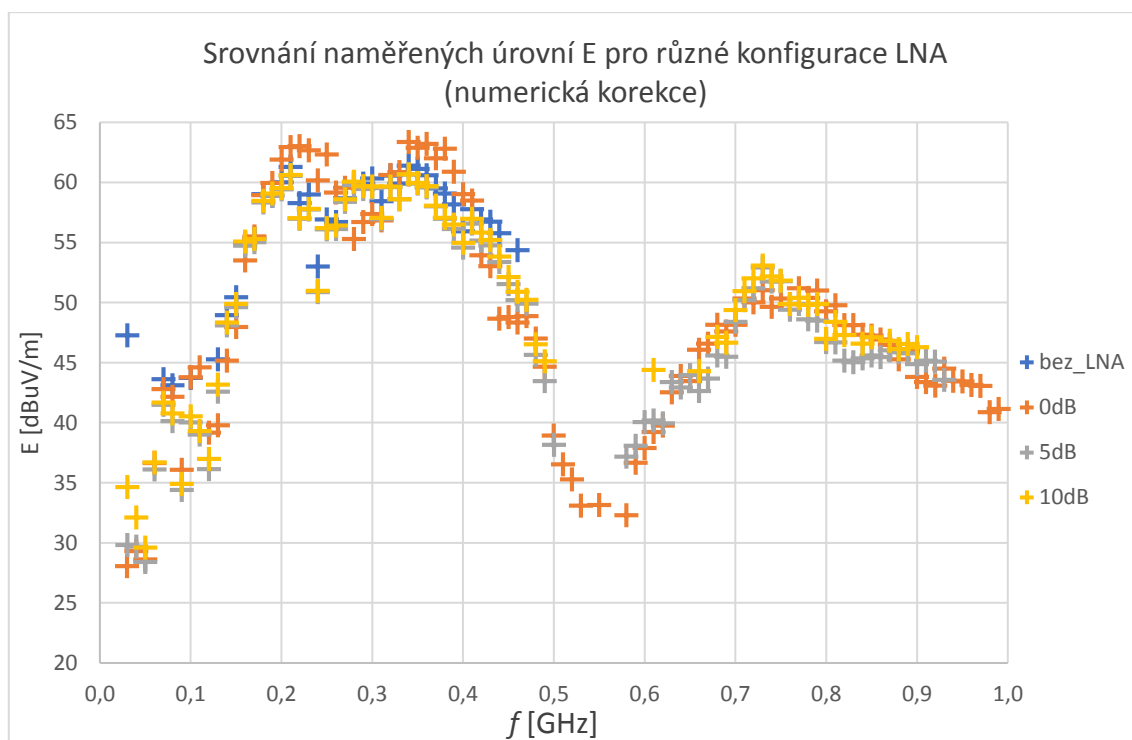
Ze srovnání obrázku 6.1 a 6.2 je patrné jednak zesílení spektrálních složek, produkovaných pomocí DUT. Dále je možné vidět, že ze šumové hladiny vystoupili i spektrální složky, které bez zařazeného LNA nebylo dříve možné pozorovat. LNA tedy svým ziskem a nízkým šumovým číslem zajistilo zlepšení citlivosti měřicí soustavy. Je důležité také upozornit na to, že při běžném testování je měření doplněno o korekci zisku předzesilovače (výsledné hodnoty E tak odpovídají reálným, nezesíleným hodnotám). Tato korekce nebyla z časových důvodů provedena a úrovně E [dBμV/m] na obrázku 6.2 mají hodnotu větší právě o zesílení LNA.

Měření bylo provedeno pro všechny nastavitelné útlumy na vstupu LNA. Výsledky měření jsou zobrazeny na obrázku 6.3. Z grafu lze vypožorovat, že se zvyšujícím se útlumem na vstupu dochází ke snižování úrovně E (klesá zisk LNA) a současně dochází ke ztracení slabších spektrálních složek (zvyšující se NF LNA), které jsou „utopeny“ v hladině šumu.



Obrázek 6.3 Srovnání naměřených úrovní E pro různé konfigurace LNA (měření bez korekce)

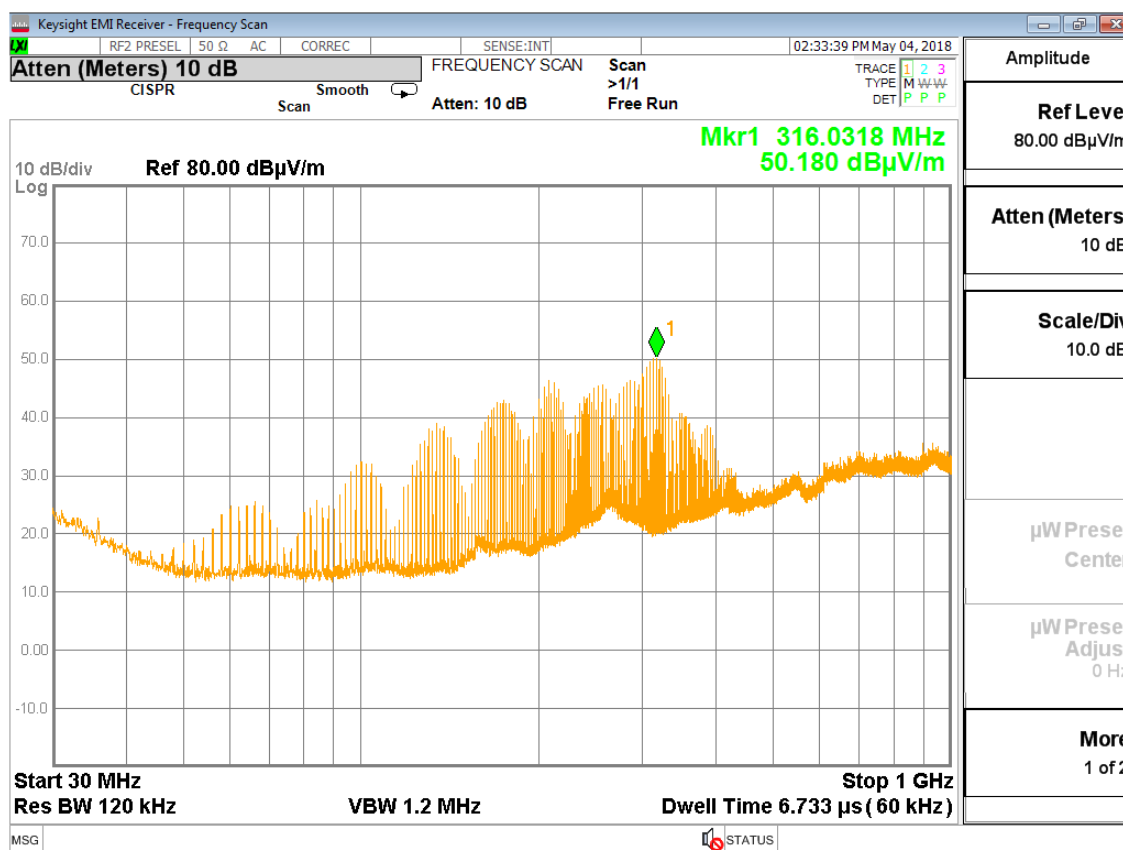
Naměřená data byla numericky zkorigována pomocí dříve naměřeného S_{21} LNA. Tato korekce však v budoucnu bude provedena přímo v měřicím přístroji. Z obrázku 6.4 je patrné, že s LNA (0 dB útlum na vstupu) byl přijímač schopen detekovat signály se slabší úrovní o cca 19 dB μ V/m.



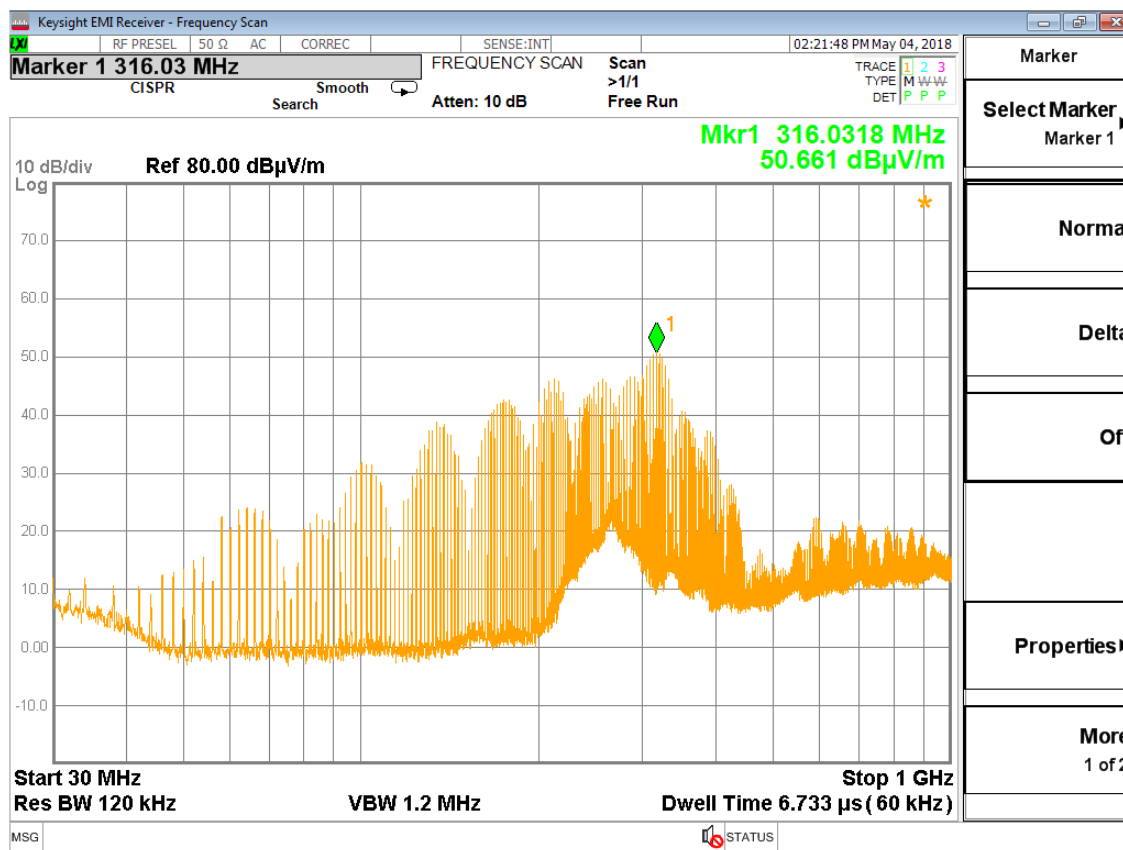
Obrázek 6.4 Srovnání naměřených úrovní E pro různé konfigurace LNA (numerická korekce)

Pozn.: Korekce naměřených dat není nic jiného, než že se od reálně naměřené hodnoty na specifickém kmitočtu odečte zisk LNA pro specifický kmitočet. Proto je nutné měřit S_{21} s dostatečným rozlišením, umožňující jemnou korekci zisku (měření S parametrů bylo provedeno pro 1001 bodů, tzn. existuje 1001 korekčních bodů, které jsou k dispozici v elektronické příloze, ze kterých se následně určí korekční křivka pro přijímač EMI.

Jako DUT pro druhé měření byl použit jiný hřebenový generátor. Data z měření tentokrát nebyla zaznamenána do souboru, ale byly pořízeny snímky obrazovky EMI přijímače. Při tomto měření byla zavedena do měřicího přístroje hrubá korekce, kdy zisk LNA byl uvažován 25,4 dB (kapitola 5.1.2). Korekce je určena přesností uvažovaného zisku LNA (0 dB útlum na vstupu), která je dána zvlněním zisku ($\pm 0,6$ dB). Současně bylo měření srovnáno s „referenčním“ předzesilovačem, který je určen přímo pro tuto konkrétní anténu a sestavu. Jedná se o předzesilovač 3142E-PA [20], jehož hlavními parametry jsou: pracovní frekvence 30 MHz – 6 GHz, zisk minimálně 55 dB, zvlnění zisku $\pm 2,5$ dB, šumové číslo větší než 3 dB pro $f > 200$ MHz a větší než 5 dB pro $f < 200$ MHz. Pro tento zesilovač již přijímač EMI má možnost zavedení korekce zesilovače, a tak je možné provést srovnání naměřených dat pomocí „referenčního“ LNA s přesnou kalibrací a navrženého LNA s „hrubou“ kalibrací. Výsledky měření je možné vidět na obrázku 6.5 a 6.6.



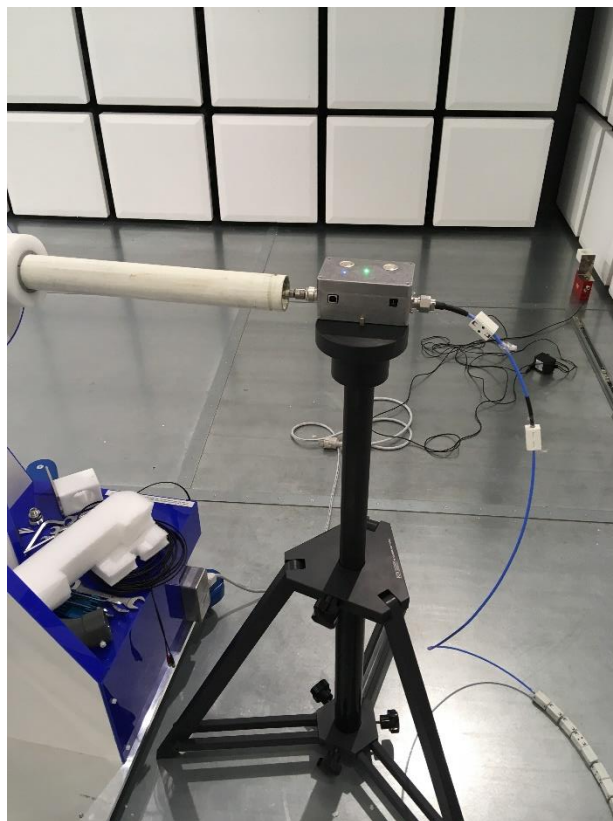
Obrázek 6.5 Měření druhého DUT s použitím navrženého LNA (0 dB útlum na vstupu) a hrubé kalibrace dat



Obrázek 6.6 Měření druhého DUT s použitím „referenčního“ LNA a přesné kalibrace dat

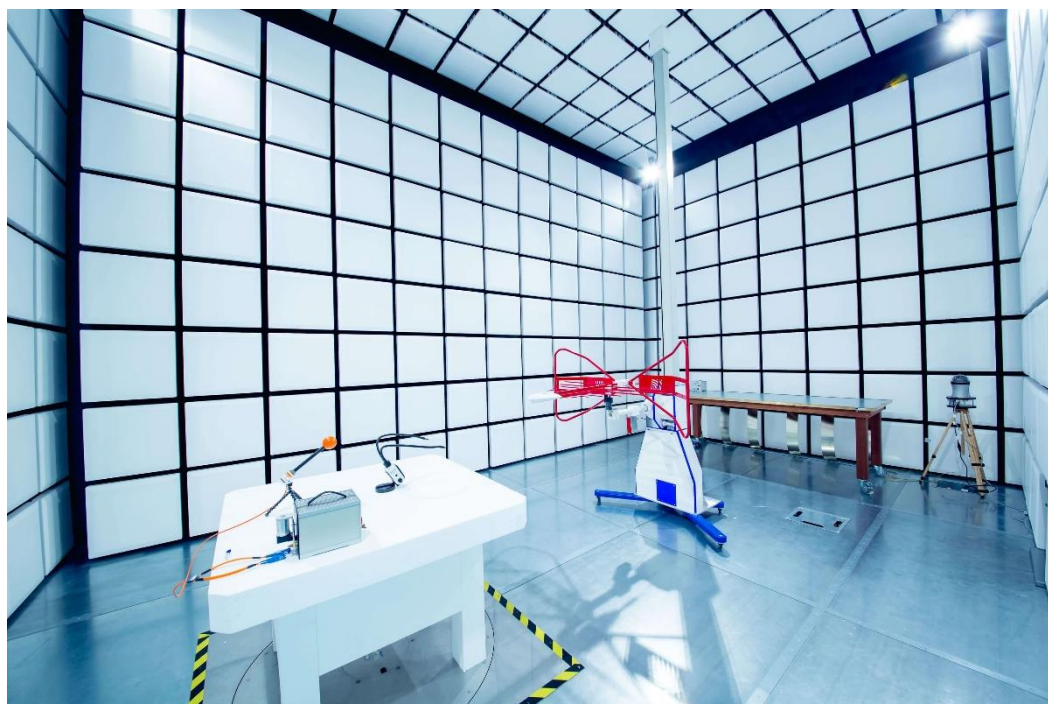
Z markeru na obrázcích 6.5 a 6.6 lze vyčíst naměřené hodnoty $E = 50,18 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ s použitím navrženého LNA a $E = 50,661 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ s „referenčním“ LNA. Odchylka toho měření je tedy $0,481 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ s využitím „hrubé“ kalibrace. S využitím navrženého LNA a hrubé korekce dat lze i tak dosáhnout přívětivých výsledků.

Pozn.: Rozdíl hladiny šumu je asi $13 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ ve prospěch „referenčního“ LNA. Vzhledem k jeho vysokému zisku 55 dB to však není překvapivé. Právě kvůli vysokému zisku „referenčního“ LNA, vznikl podmět pro návrh nového LNA, který je předmětem řešení této diplomové práce.



Obrázek 6.7 Navržený nízkošumový předzesilovač pro měření EMI „v akci“

Na levé straně obrázku 6.7 je možné vidět koaxiální kabel vedoucí z měřicí antény, výstup LNA je pak pomocí koaxiálního kabelu propojen s přijímačem EMI.



Obrázek 6.8 Fotografie EMC zkušebny firmy UNIS, a.s.

7 KATALOGOVÝ LIST

Širokopásmový nízkošumový předzesilovač, 30 MHz až 1000 MHz, určeno pro EMC

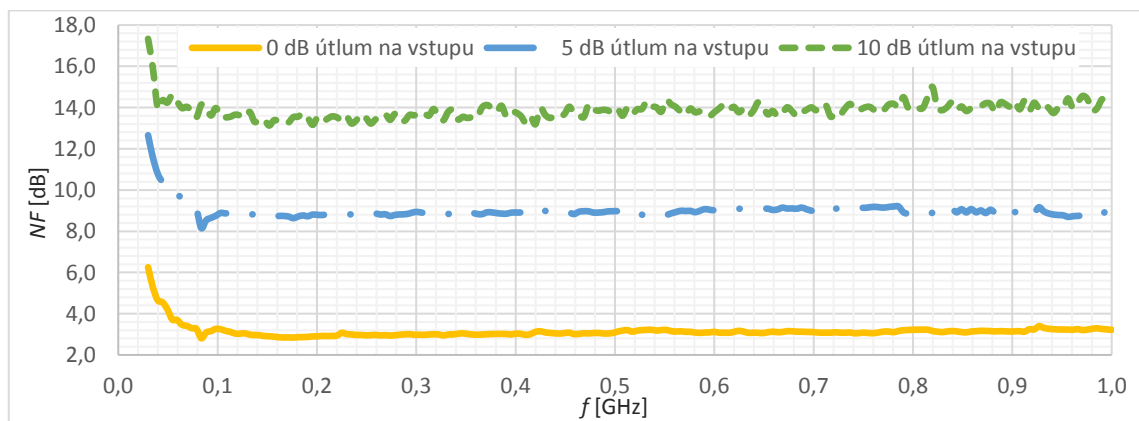
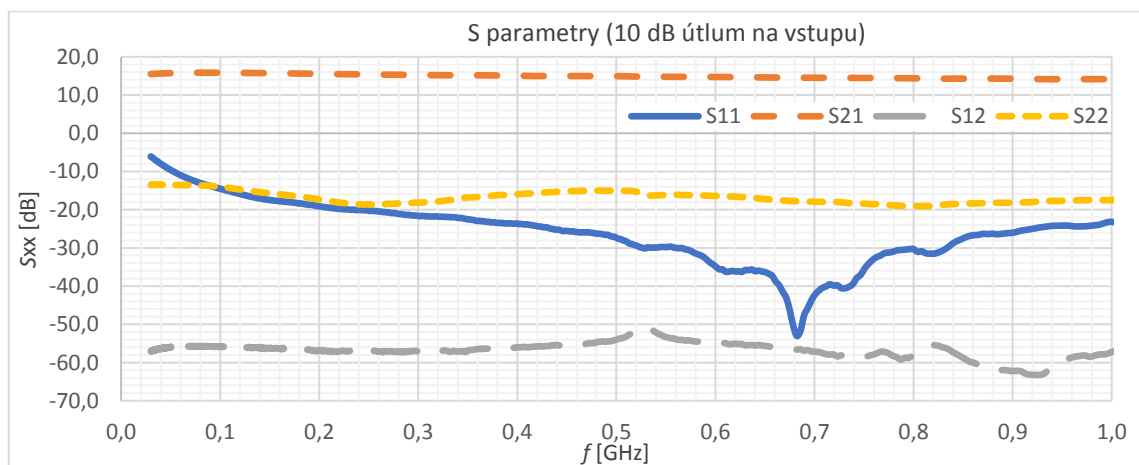
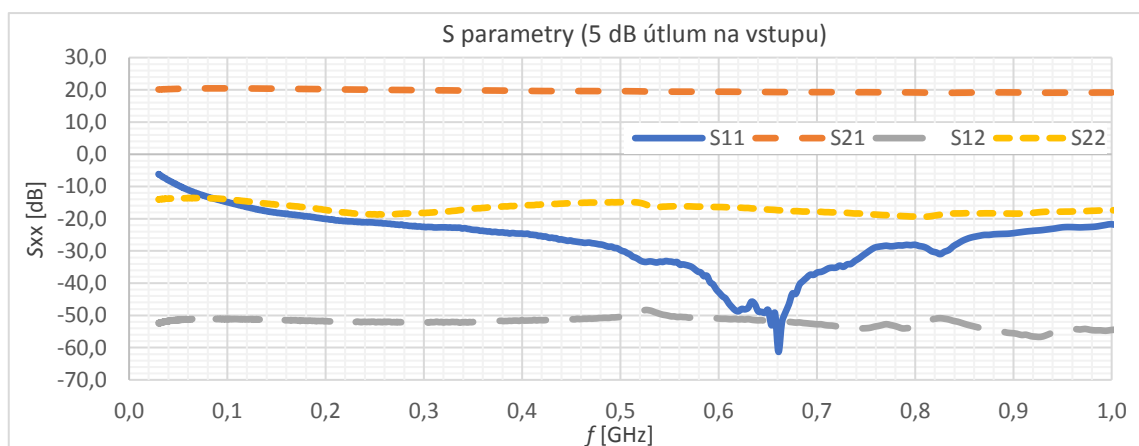
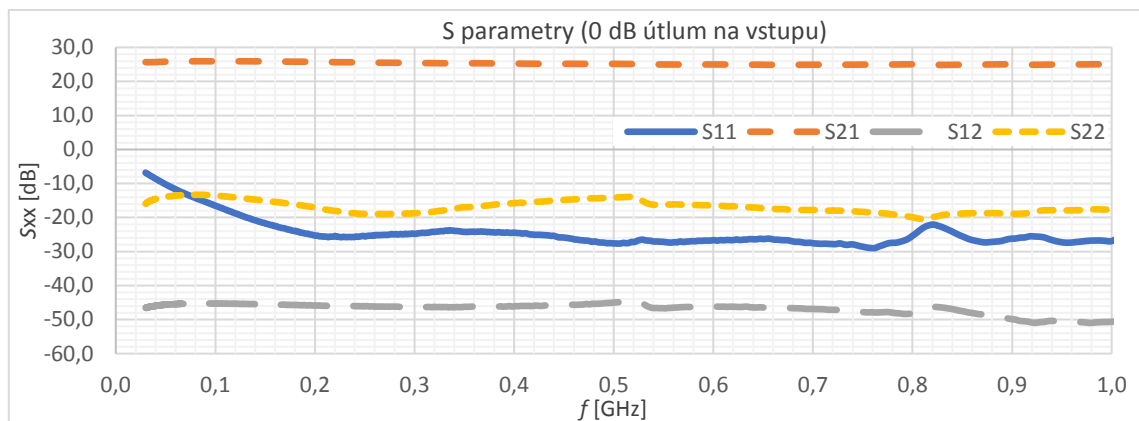
Vlastnosti

- Šumové číslo typ @ 100 MHz: 3,1 / 9,0 / 14,0 dB (0 / 5 / 10 dB útlum vstupu)
- $P_{1dB} = 15$ dBm
- DC blokování vstupu / výstupu
- ESD ochrana vstupu
- Vstup/výstup přizpůsoben na 50 Ω
- Vstupní (N male) / výstupní (N female) konektor
- Odstíněno od okolního rušení
- Interní napájení, až 18 h výdrž v provozním režimu

Specifikace (25 °C)

Parametr		Min	Typ	Max	Jednotka
Frekvenční rozsah		30,0	-	1000,0	MHz
Šumové číslo	0 dB*	2,8	3,1	6,3	dB
	5 dB*	8,2	9,0	12,7	
	10 dB*	13,1	14,0	17,3	
Zisk	0 dB	24,8	25,4	26,0	dB
	5 dB	19,1	19,8	20,5	
	10 dB	14,1	15,0	15,9	
Zvlnění zisku	0 dB	-	-	$\pm 0,6$	dB
	5 dB	-	-	$\pm 0,7$	
	10 dB	-	-	$\pm 0,9$	
P_{INmax} (1 dB komprese - výstup)	0 dB	-10,0	-	-	dBm
	5 dB	-5,0	-	-	
	10 dB	0,0	-	-	
Vstupní VSWR	0 dB	1,1:1	-	2,7:1	-
	5 dB	1,0:1	-	3,0:1	
	10 dB	1,0:1	-	3,0:1	
Výstupní VSWR	0 dB	1,2:1	-	1,6:1	-
	5 dB	1,2:1	-	1,5:1	
	10 dB	1,3:1	-	1,5:1	
Maximální vstupní výkon	0 dB	-	-	19,5	dBm
	5 dB	-	-	25,1	
	10 dB	-	-	30,0	
Interní napětí		6,7	-	8,2	V
Pracovní proud		150			mA
Vstupní/výstupní impedance		50			Ω
RF konektory		N male (vstup), N female (výstup)			-
Rozměry (bez konektorů)		80 x 125 x 58			mm
Hmotnost		741			g
Výdrž v provozním režimu		-	16	18	h
Doba nabíjení		-	3	-	h

* Pozn.: 0 dB, 5 dB, 10 dB značí nastavení požadované hodnoty útlumu na vstupu



8 ZÁVĚR

První část diplomové práce byla zaměřena na teoretický popis klíčových parametrů a vlastností nízkošumového předzesilovače, potřebných pro další návrh. Mezi tyto parametry patří zejména šumové vlastnosti, zisk, stabilita, intermodulační zkreslení a bod jednodécibellové komprese.

Na základě požadavků na nízkošumový předzesilovač byl vybrán vhodný integrovaný obvod MGA 30889, který slouží jako základní stavební blok při dalším praktickém návrhu. Za substrát byla zvolena standardní FR4, na kterém je vysokofrekvenční signál přenášen pomocí koplanárního vedení s pokoveným substrátem.

Zprvu byl v prostředí Ansoft Designer firmy Ansys navržen a simulován obvodový model prvního zesilovacího stupně, přičemž současně byly sledovány jeho klíčové parametry, dle kterých byl návrh vhodně upraven. Protože se při návrhu ukázalo, že výsledný nízkošumový předzesilovač je nutno realizovat jako dvoustupňový, vyvstala potřeba navrhnout mezistupňový planární filtr, zajišťující odfiltrování nežádoucích intermodulačních produktů zkreslující výstupní signál. Pro jeho návrh byl nejprve napsán skript v prostředí GNU Octave a na základě výsledků matematického modelu byl sestaven a simulován filtr coby planární struktura v planárním simulátoru programu Ansoft Designer. Dalším krokem bylo dílčí bloky složit do výsledného zapojení, které umožnilo vyhotovit prototyp. Dle výsledků měření na takto realizovaném prototypu byla ověřena správnost a funkčnost navrženého konceptu.

Na základě požadavků zadavatele, firmy UNIS, a.s., byla do návrhu zařazena možnost nastavení celkem tří konkrétních útlumů, realizovaných pomocí pasivních útlumových článků a vysokofrekvenčních přepínačů, na vstupu nízkošumového předzesilovače, které umožňují zvýšení maximální výkonové úrovně vstupního signálu.

Vzhledem k nepraktičnosti rozvodu napájecích kabelů ve zkušebních komorách elektromagnetické kompatibility je výsledné zařízení koncipováno jako bateriově napájení s možností jeho dobíjení přes externě připojitelný nabíjecí adaptér. Zařízení je umístěno do kovové krabičky, zajišťující odstínění od okolních rušivých signálů.

Na sestaveném zařízení byly pomocí vektorového analyzátoru změřeny S parametry pro všechny možnosti útlumu na vstupu a stejně tak byly změřeny šumové vlastnosti pomocí analyzátoru šumového čísla. Obě tyto měření, potvrzující správnost návrhu a splnění požadavků na návrh, umožnili realizovat závěrečné měření ve zkušební komoře elektromagnetické kompatibility firmy UNIS, a.s., ve které bylo, na celkem dvou vybraných zařízeních, experimentálně ověřeno zlepšení citlivosti při využití navrženého nízkošumového předzesilovače.

Dosažené výsledky měření je možné nalézt stručně ve vyhotoveném katalogovém listu, případně detailněji buďto v papírové, případně v elektronické příloze diplomové práce.

Závěrem lze konstatovat, že navržený nízkošumový předzesilovač pro měření elektromagnetické interference v pásmu 30 MHz až 1 GHz splňuje požadované vlastnosti, díky kterým je možné jej zařadit do měřicího systému ve zkušebních komorách elektromagnetické kompatibility a zajistit tak zlepšení citlivosti měřicí soustavy.

LITERATURA

- [1] EGAN, William F. *Practical RF system design*. Hoboken, N.J.: Wiley-Interscience, c2003. ISBN 0471200239.
- [2] VÁGNER, Petr. *Vysokofrekvenční technika*. Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2013. 153s.
- [3] ELLINGSON, Steven W. *Radio systems engineering*. New York, NY: Cambridge University Press, 2016. ISBN 1107068282.
- [4] *Electronic Specifier* [online]. 2017 [cit. 2017-11-28]. Dostupné z: <http://www.electronicspecifier.com/test-and-measurement/understanding-noise-figure-in-rf-systems>
- [5] *RF wireless world* [online]. [cit. 2017-11-28]. Dostupné z: <http://www.rfwireless-world.com/Terminology/Minimum-detectable-signal-vs-SFDR.html>
- [6] KADLEC, Petr. *Počítačové řešení komunikačních subsystémů: přednášky*. Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky.
- [7] *ETS-Lindgren* [online]. [cit. 2017-11-28]. Dostupné z: <http://www.ets-lindgren.com/products/antennas/biconilogs/4012/401202>
- [8] ieeexplore.ieee.org. (2017). *An ultrawideband CMOS low-noise amplifier for 3.1-10.6-GHz wireless receivers - IEEE Journals & Magazine*. [online] Available at: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1362834/> [Accessed 28 Nov. 2017].
- [9] *Broadcom* [online]. [cit. 2017-11-28]. Dostupné z: <https://www.broadcom.com/products/wireless/amplifiers/gain-block-and-drivers/mga-30889#documentation>
- [10] HONG, Jia-Sheng. *Microstrip filters for RF/microwave applications*. 2nd ed. Hoboken, N.J.: Wiley, 2011, xvi, 635 p. Wiley series in microwave and optical engineering. ISBN: 978-0-470-40877-3
- [11] *Wa4dsy* [online]. 2012 [cit. 2017-11-28]. Dostupné z: <http://www.wa4dsy.net/filter/filterdesign.html>
- [12] CARR, Joseph J. *Secrets of RF circuit design. 3rd ed.* New York: McGraw-Hill, 2001, xii, 534 p. ISBN 0071370676.
- [13] *Ansoft Designer: User Guide and Examples*. 2004. Ansoft Corporation, 326 s. RC 1.0.
- [14] *Electronics notes* [online]. [cit. 2017-11-28]. Dostupné z: https://www.electronics-notes.com/articles/analogue_circuits/emc-emi-electromagnetic-interference-compatibility/emc-design-techniques.php
- [15] *Keysight* [online]. [cit. 2017-11-28]. Dostupné z: http://na.support.keysight.com/pxi/help/latest/tutorials/gain_flat.htm
- [16] *Portál Elektro-revue* [online]. Ústav radioelektroniky FEKT VUT v Brně, 2003 [cit. 2017-11-28]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/03041/index.html>
- [17] *Maxim Integrated* [online]. [cit. 2017-11-28]. Dostupné z: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/1851>
- [18] KASAL, Miroslav. *Směrové a družicové spoje: přednášky*. Vyd. 2. V Brně: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2003. ISBN 80-214-2496-6.

- [19] *Teseq* [online]. [cit. 2018-05-08]. Dostupné z: <http://www.teseq.com/products/LNA-6901.php>
- [20] *ETS-Lindgren* [online]. [cit. 2018-05-08]. Dostupné z: <http://www.ets-lindgren.com/products/antennas/antennas-with-pre-amps/4001/400104>
- [21] *UNIS zkušební laboratoř* [online]. [cit. 2018-05-08]. Dostupné z: <http://www.unis-testlab.cz/cs/laborator-emc>
- [22] *Advanced microwave circuits and systems*. Valley Cottage, NY: Scitus Academics, 2016. ISBN 9781681172095.
- [23] *LPCOpen libraries* [online]. [cit. 2018-05-08]. Dostupné z: <https://www.nxp.com/support/developer-resources/software-development-tools/lpc-developer-resources-/lpcopen-libraries-and-examples/lpcopen-software-development-platform-lpc11xx:LPCOPEN-SOFTWARE-FOR-LPC11XX>
- [24] *LPC11U4FHN33/311* [online]. [cit. 2018-05-08]. Dostupné z: <https://www.nxp.com/products/processors-and-microcontrollers/arm-based-processors-and-mcus/lpc-cortex-m-mcus/lpc1100-cortex-m0-plus-m0/40kb-flash-8kb-sram-hvqfn32-package:LPC11U34FHN33>
- [25] *MCP73213* [online]. [cit. 2018-05-08]. Dostupné z: <http://www.microchip.com/wwwproducts/en/MCP73213>
- [26] *FT232RL* [online]. [cit. 2018-05-08]. Dostupné z: <http://www.ftdichip.com/Products/ICs/FT232R.htm>
- [27] *PE4259* [online]. [cit. 2018-05-08]. Dostupné z: <http://www.psemi.com/products/rf-switches/pe4259>
- [28] *SKY12343-364LF* [online]. [cit. 2018-05-08]. Dostupné z: <http://www.skyworksinc.com/Product/805/SKY12343-364LF>

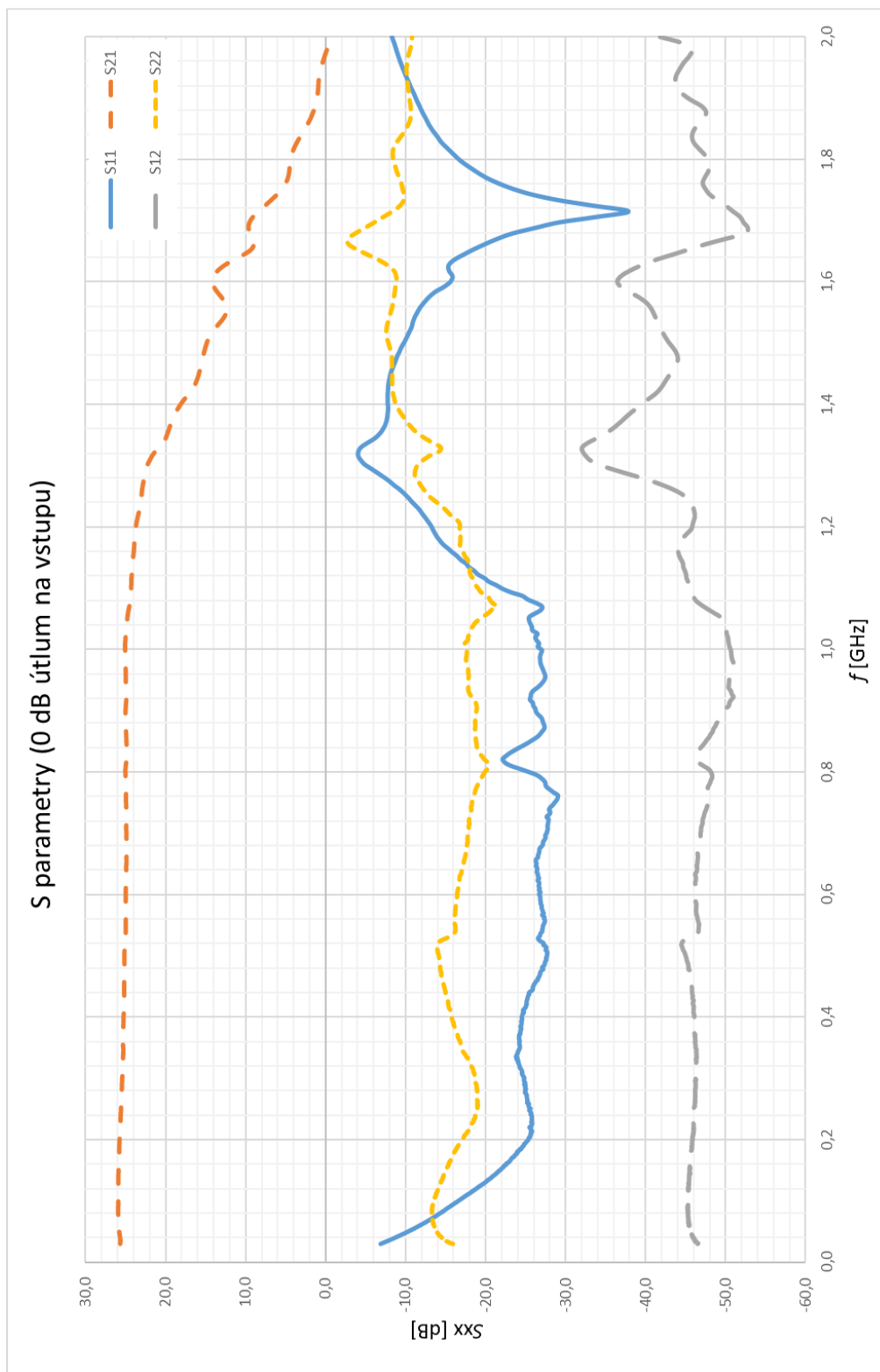
SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

k	Boltzmanova konstanta
T	Teplota
B	Šířka pásma
P_N	Výkon šumu
F	Šumový činitel
T_e	Ekvivalentní šumová teplota
L	Ztráty
Γ	Činitel odrazu
G_T	Provozní/energetický zisk
G_P	Výkonový zisk
G_A	Dostupný zisk
G_{MSG}	Maximální stabilní zisk
K	Rolletův činitel stability
B_1	Parametr B_1
P_{1dB}	Bod jednodéciblové komprese
$IP3$	Bod zahrazení
f_m	Mezní frekvence
λ	Vlnová délka
ϵ_r	Relativní permitivita materiálu
$tg \delta$	Ztrátový činitel dielektrika
EMC	Electromagnetic compatibility, elektromagnetická kompatibilita
EMI	Electromagnetic interferences, elektromagnetické interference
LNA	Low-noise amplifier, nízkošumový předzesilovač
S/N	Signal/Noise, signál/šum
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit, monolitický integrovaný obvod
RF	Radio frequency, rádiová frekvence
BJT	Bipolar junction transistor, bipolární tranzistor
FET	Field-effect transistor, unipolární tranzistor
S par.	Scattering-parameters, rozptylové parametry
ESD	Electrostatic discharge, elektrostatický výboj

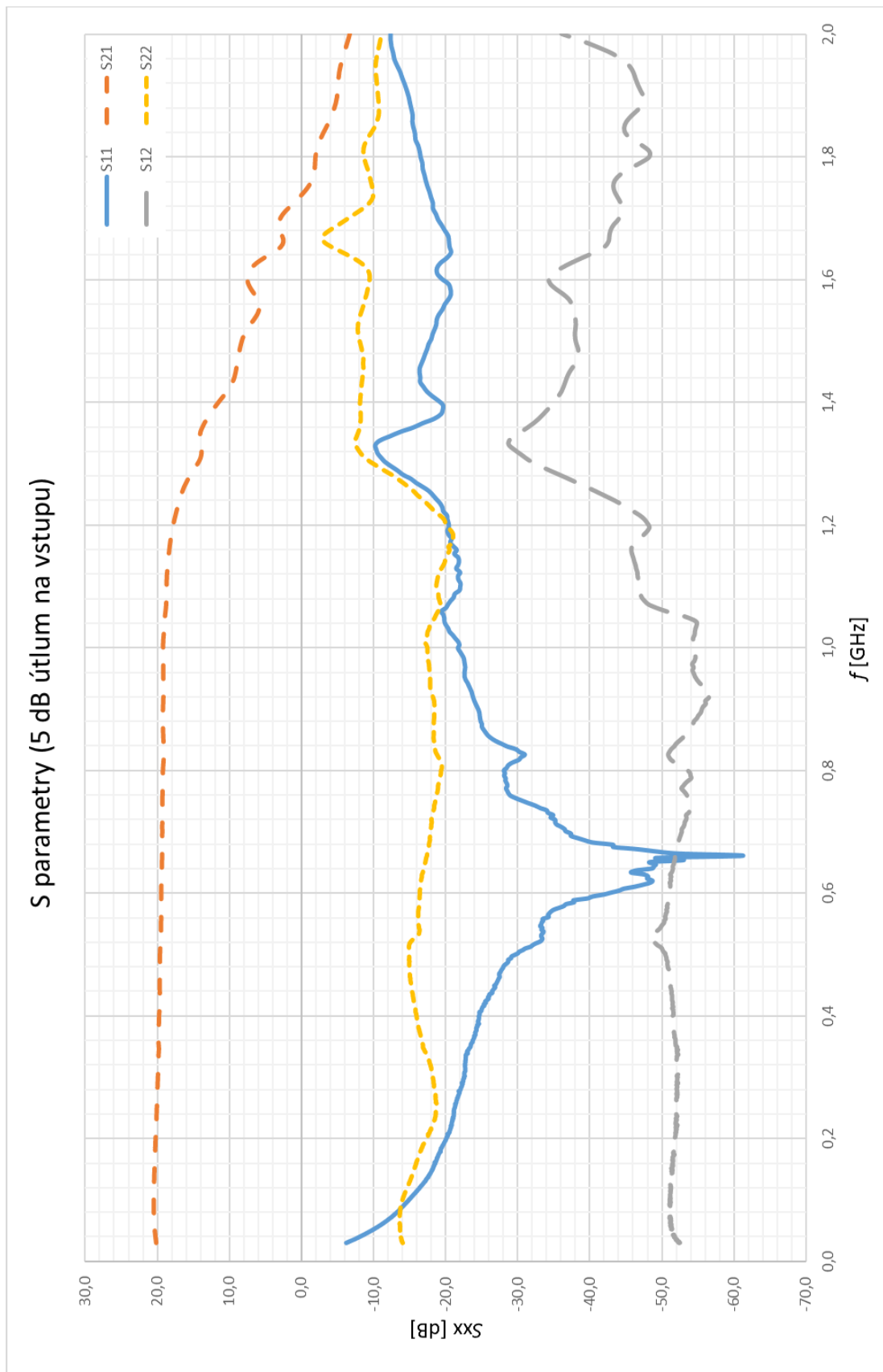
MDS	Minimum detectable signal, minimální detekovatelný signál
CW	Continuous wave, kontinuuální nosná vlna
DR	Dynamic range, dynamický rozsah
IO	Integrated circuit, integrovaný obvod
CMOS	Complementary Metal–Oxide–Semiconductor, doplňující se kov-oxid-polovodič
MS	Microstrip Line, mikropáskové vedení
CBCPW	Conductor backed coplanar waveguid, koplanární vlnovod s pokoveným substrátem
SA	Spectrum analyzer, spektrální analyzátor
VNA	Vector network analyzer, vektorový obvodový analyzátor
VSWR	Voltage standing wave ratio, poměr stojatých vln
NFA	Noise figure analyzer, Analyzátor šumového čísla
DUT	Device under test, měřené zařízení

A GRAFY NAMĚŘENÝCH HODNOT

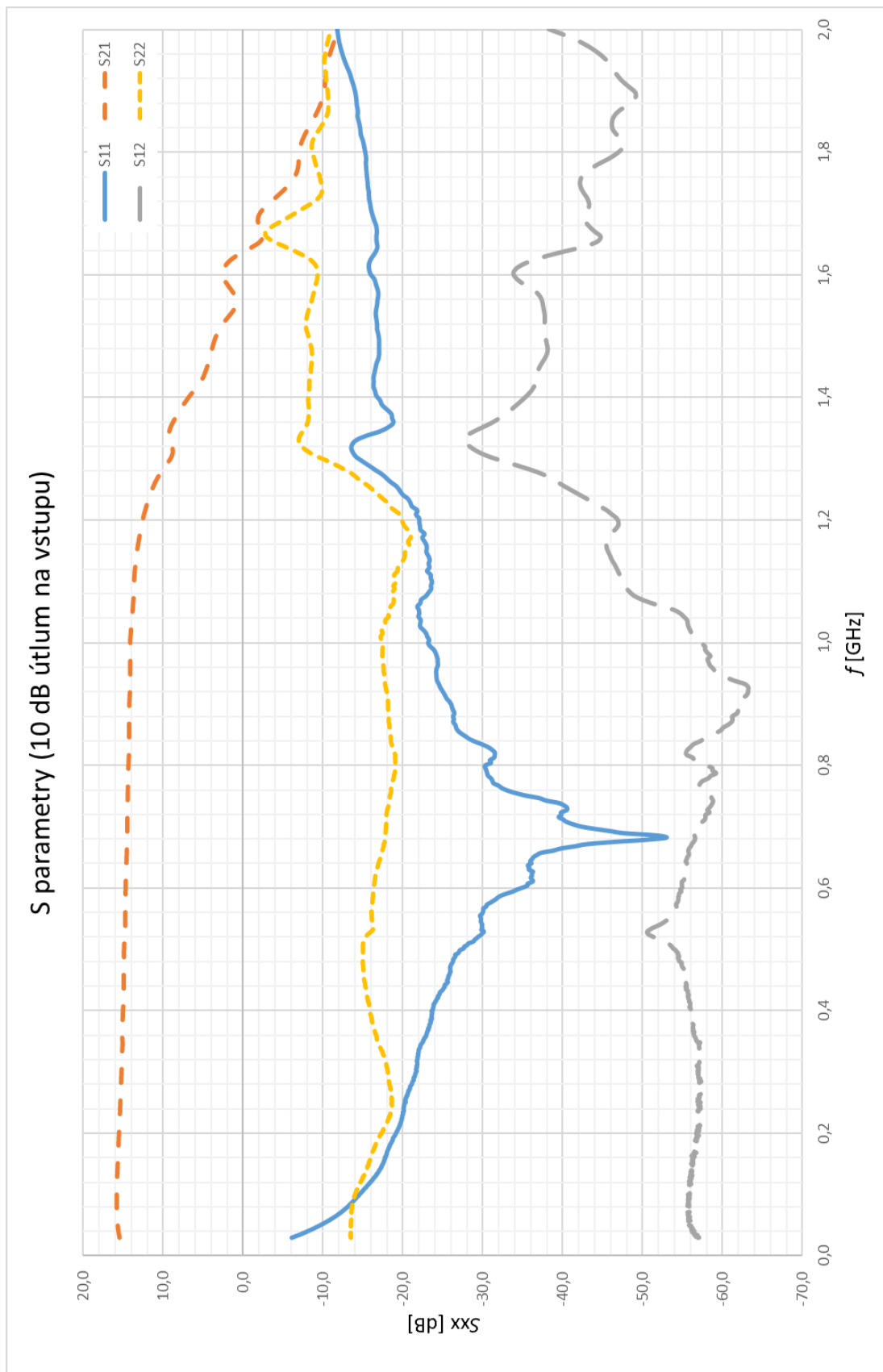
S parametry pro 0 dB útlumu na vstupu



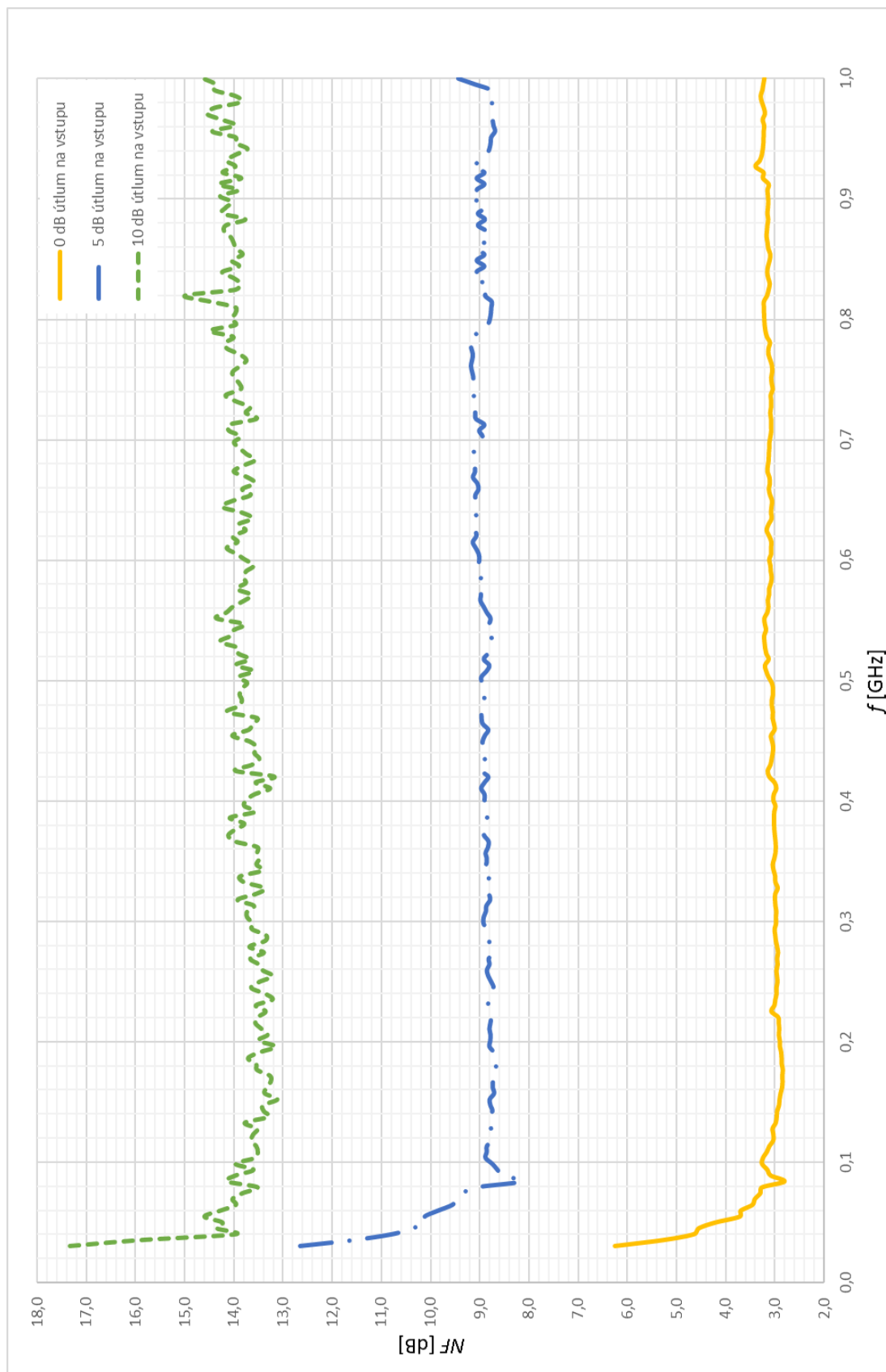
S parametry pro 5 dB útlumu na vstupu



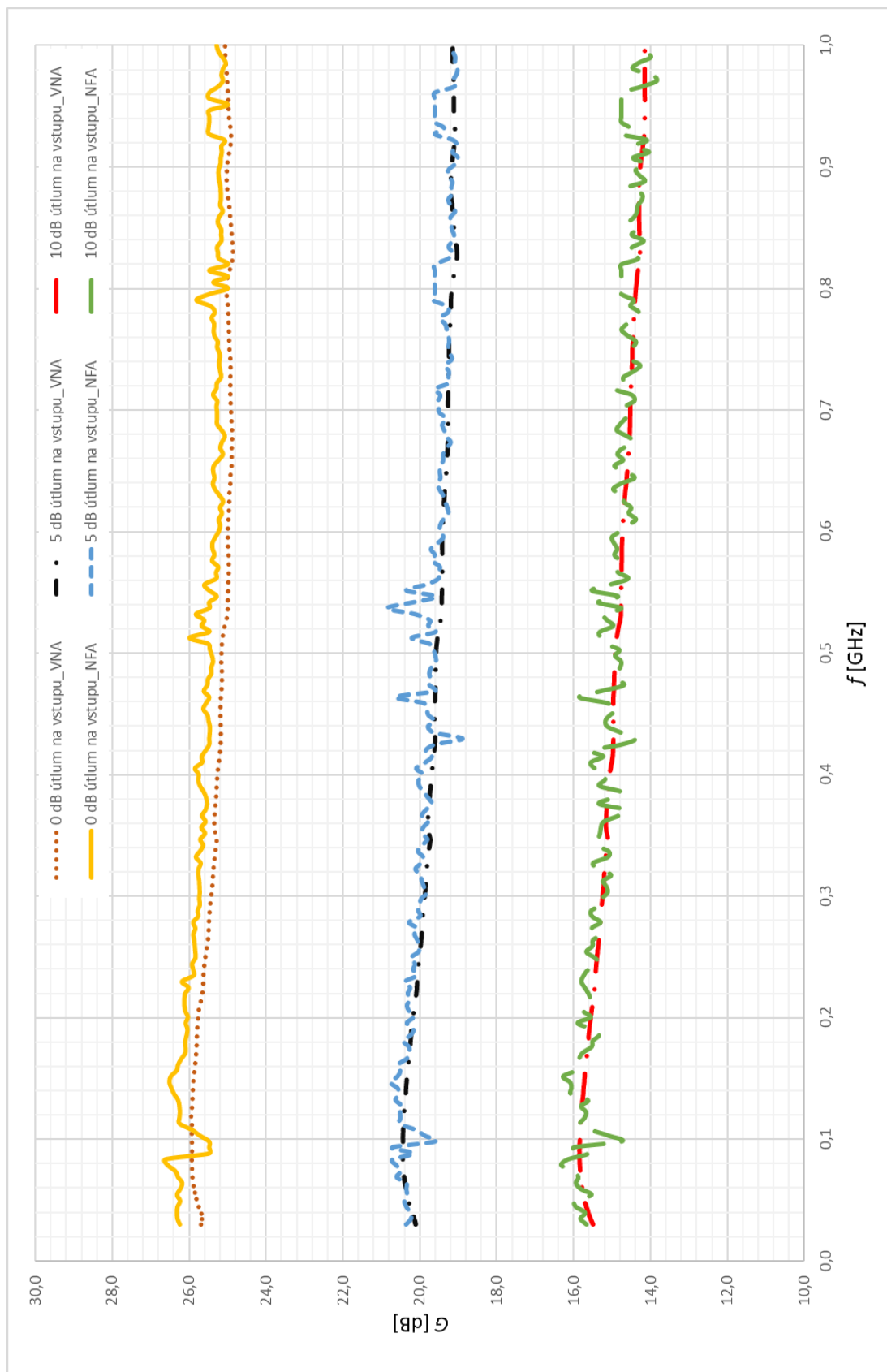
S parametry pro 10 dB útlumu na vstupu



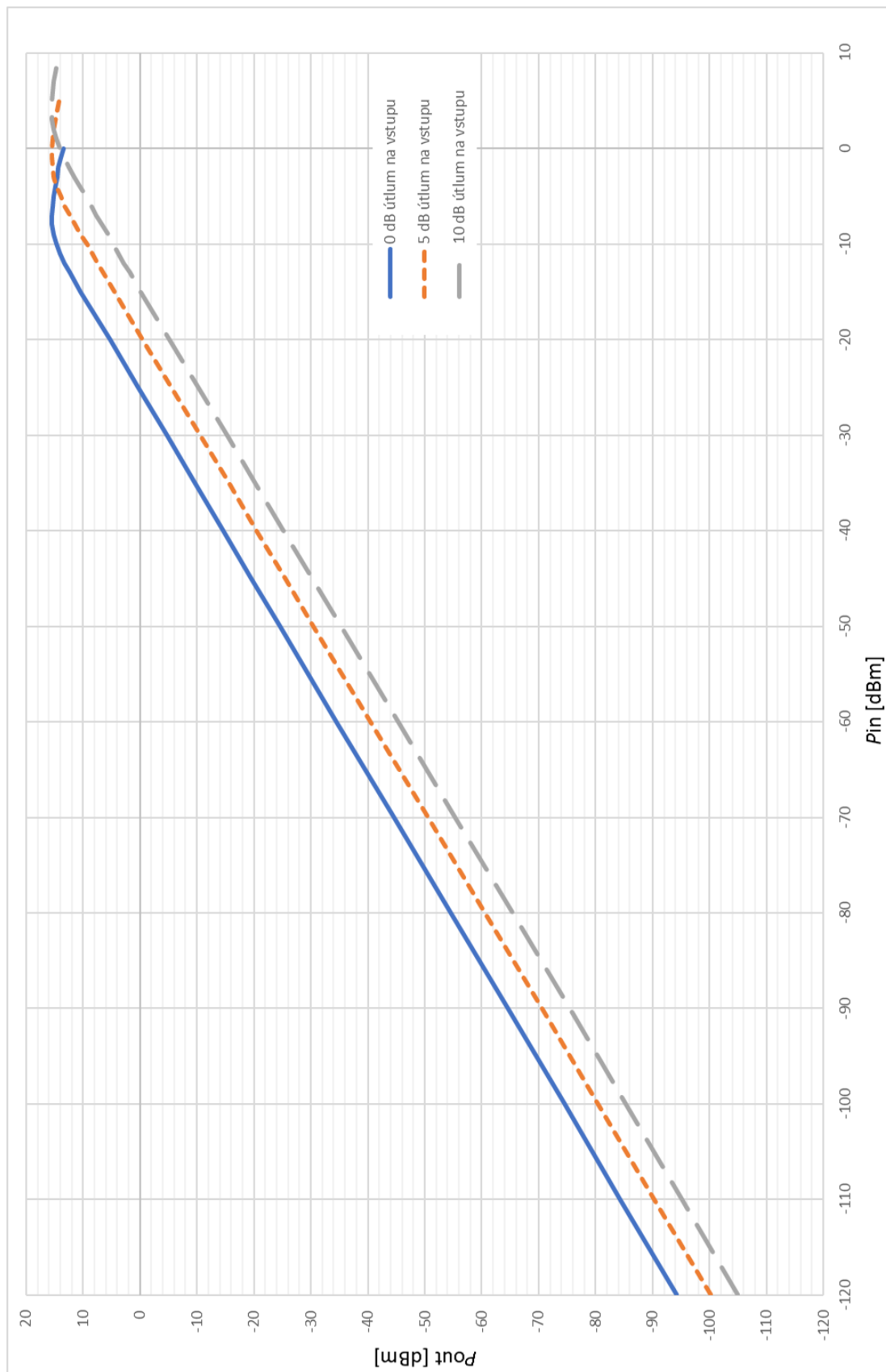
NF pro jednotlivé útlumy na vstupu



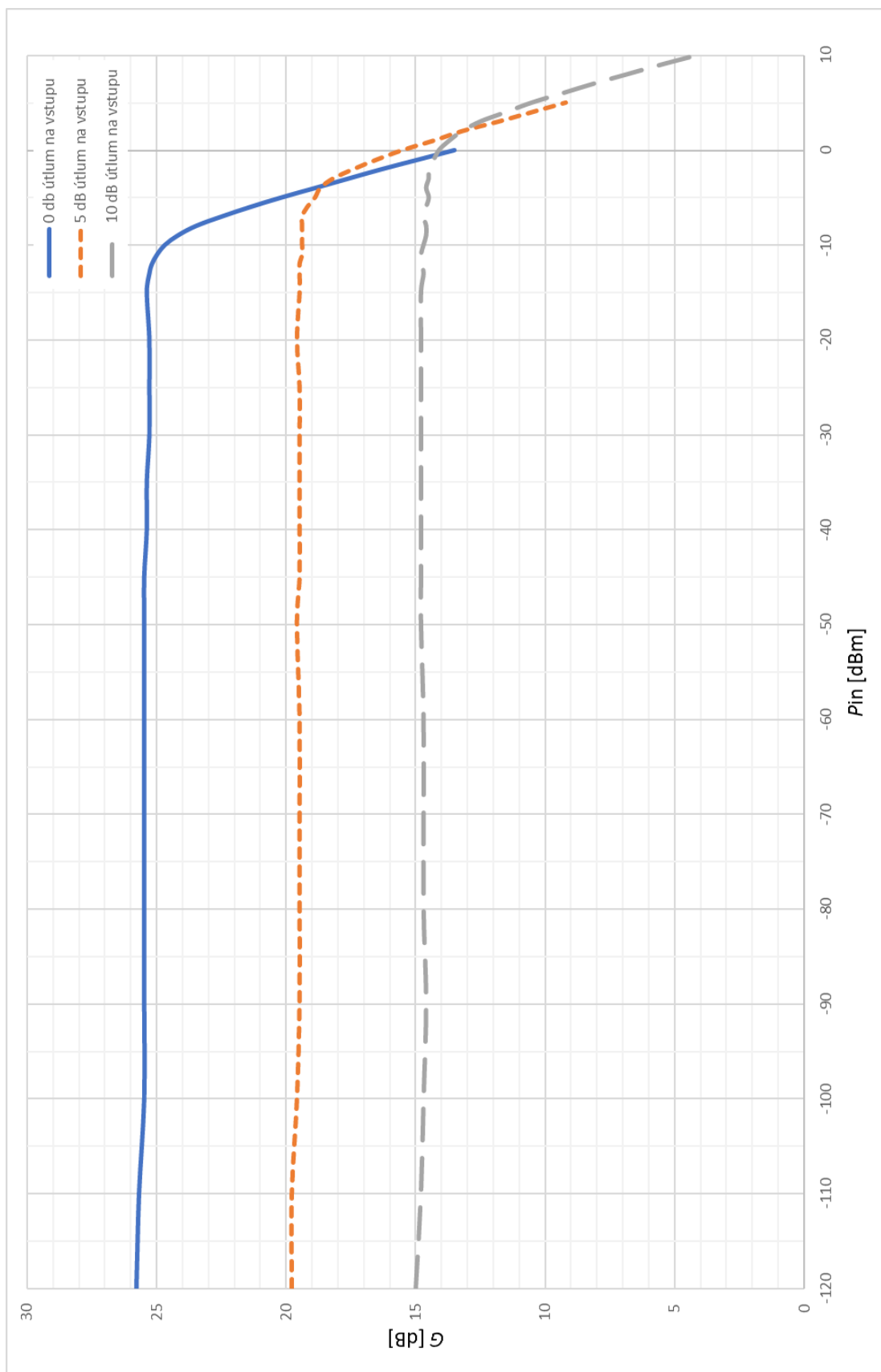
Srovnání zisku LNA měřeného pomocí VNA a NFA



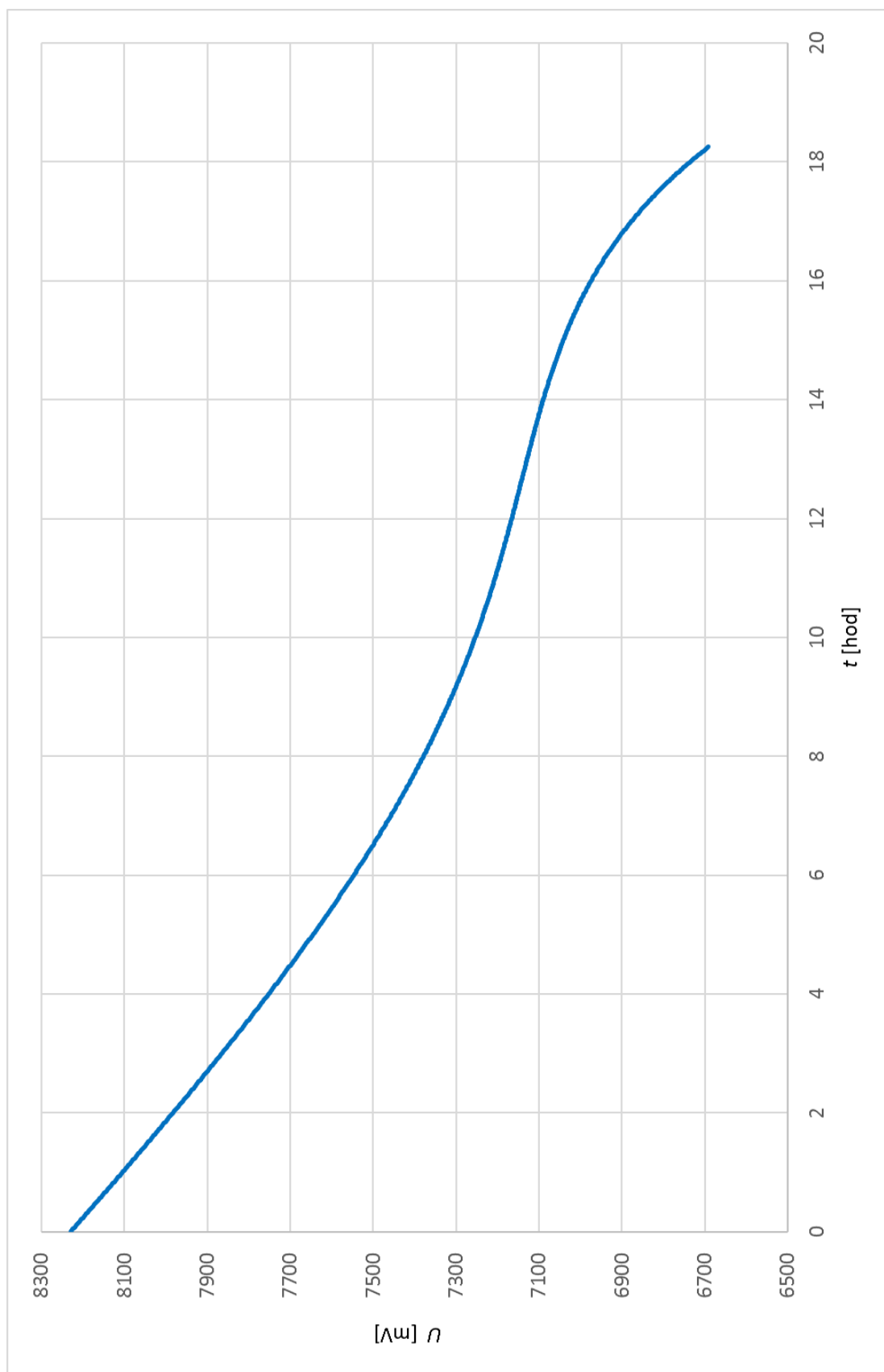
Závislost výstupního výkonu na vstupním výkonu



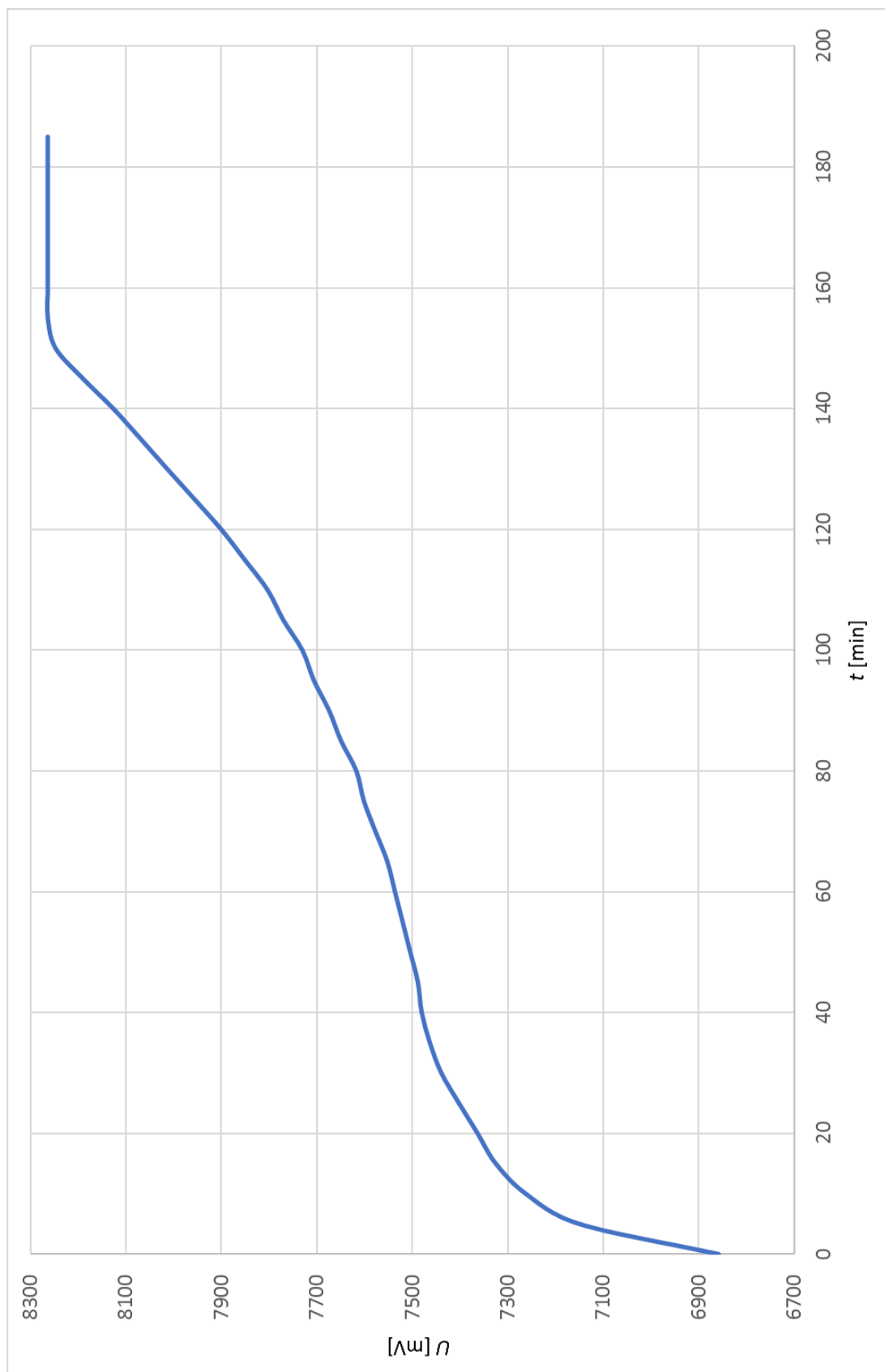
Závislost zisku LNA na vstupním výkonu



Průběh napětí akumulátoru v provozním režimu LNA

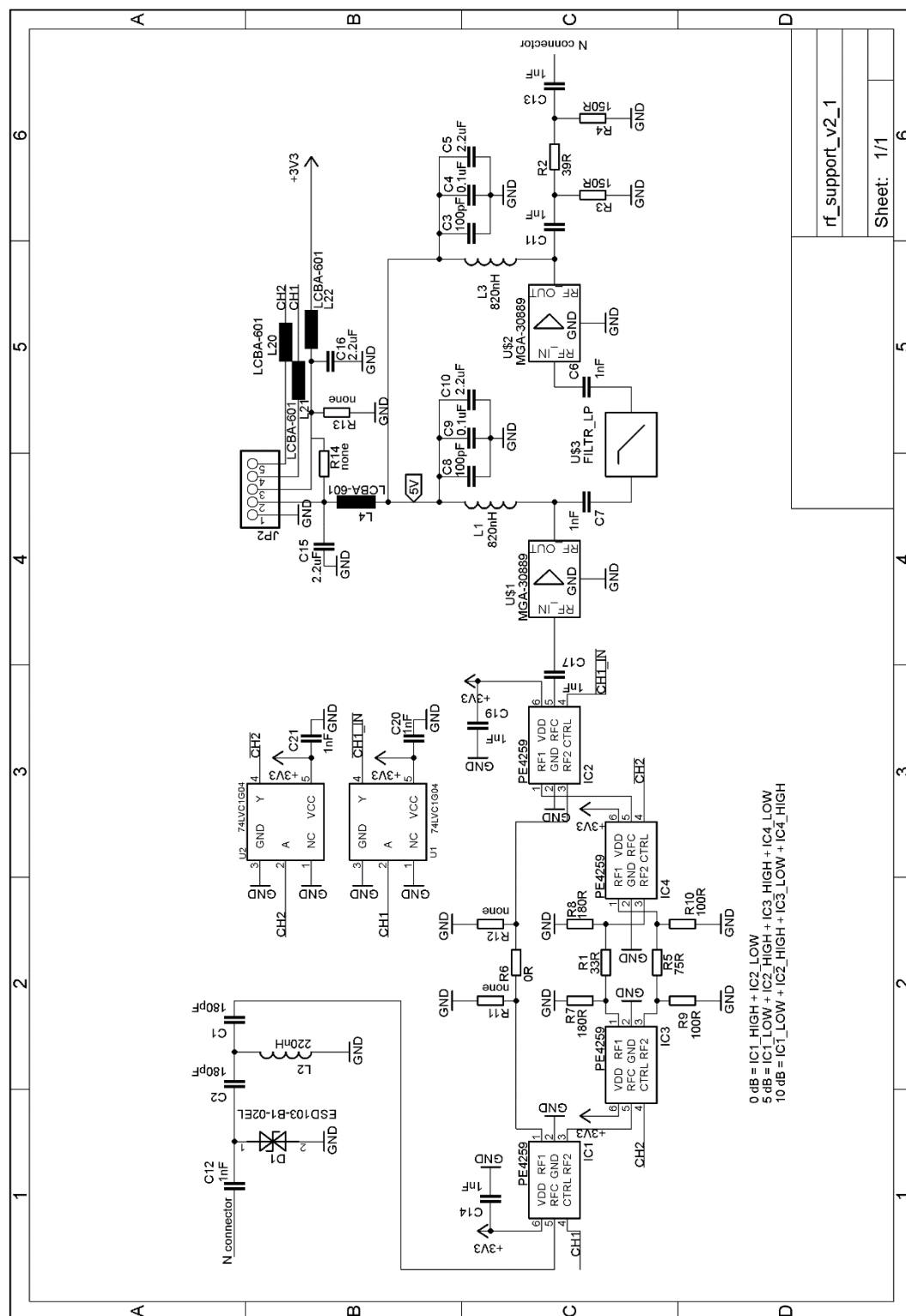


Průběh napětí akumulátoru při nabíjení

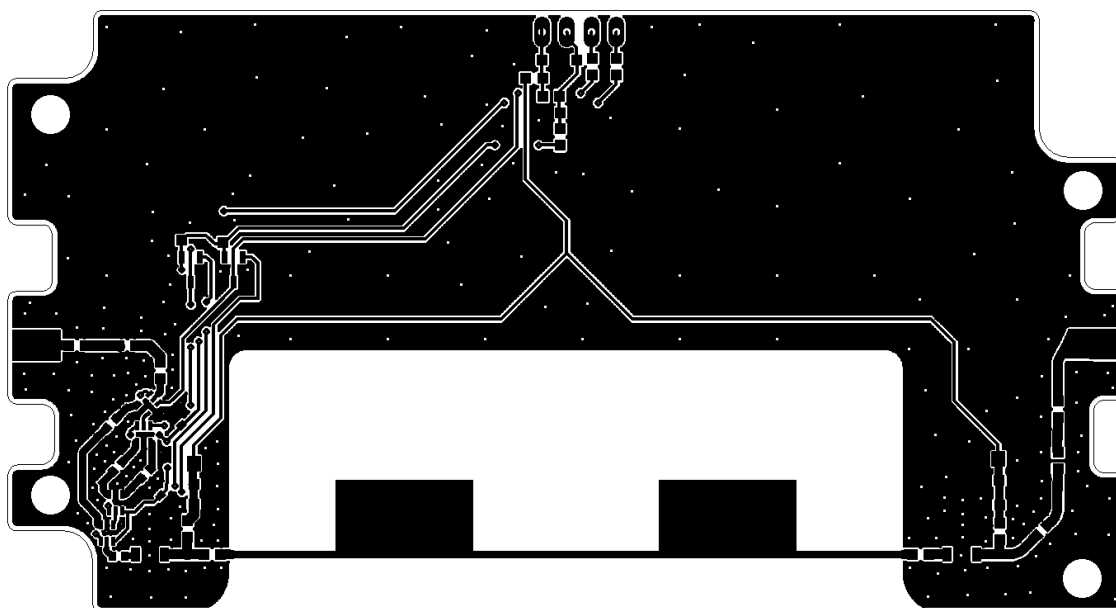


B NÁVRH ZAŘÍZENÍ

Obvodové zapojení anténního předzesilovače pro měření EMI (RF_support_v2_1)

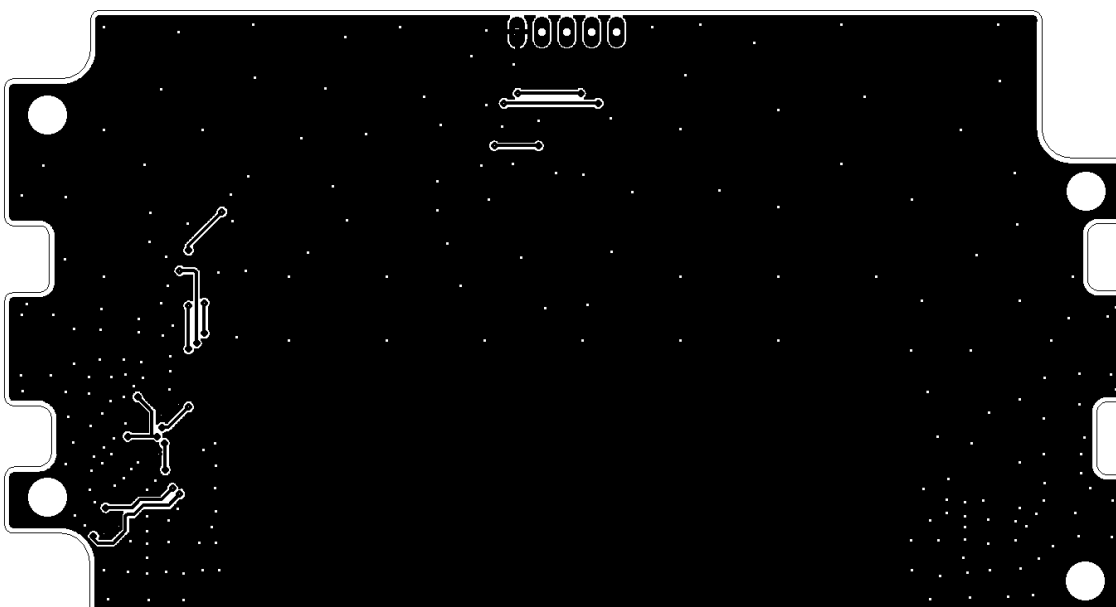


**Deska plošných spojů anténního předzesilovače pro měření
EMI (RF_support_v2_1) – top vrstva**



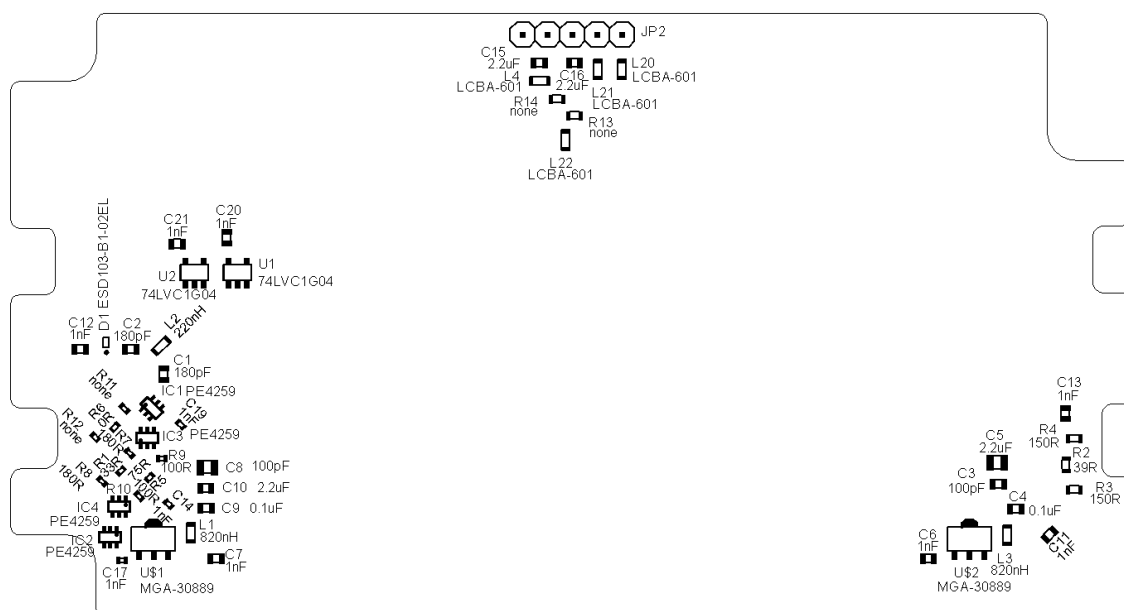
Rozměr desky 116 x 64 [mm]

**Deska plošných spojů anténního předzesilovače pro měření
EMI (RF_support_v2_1) – bottom vrstva**



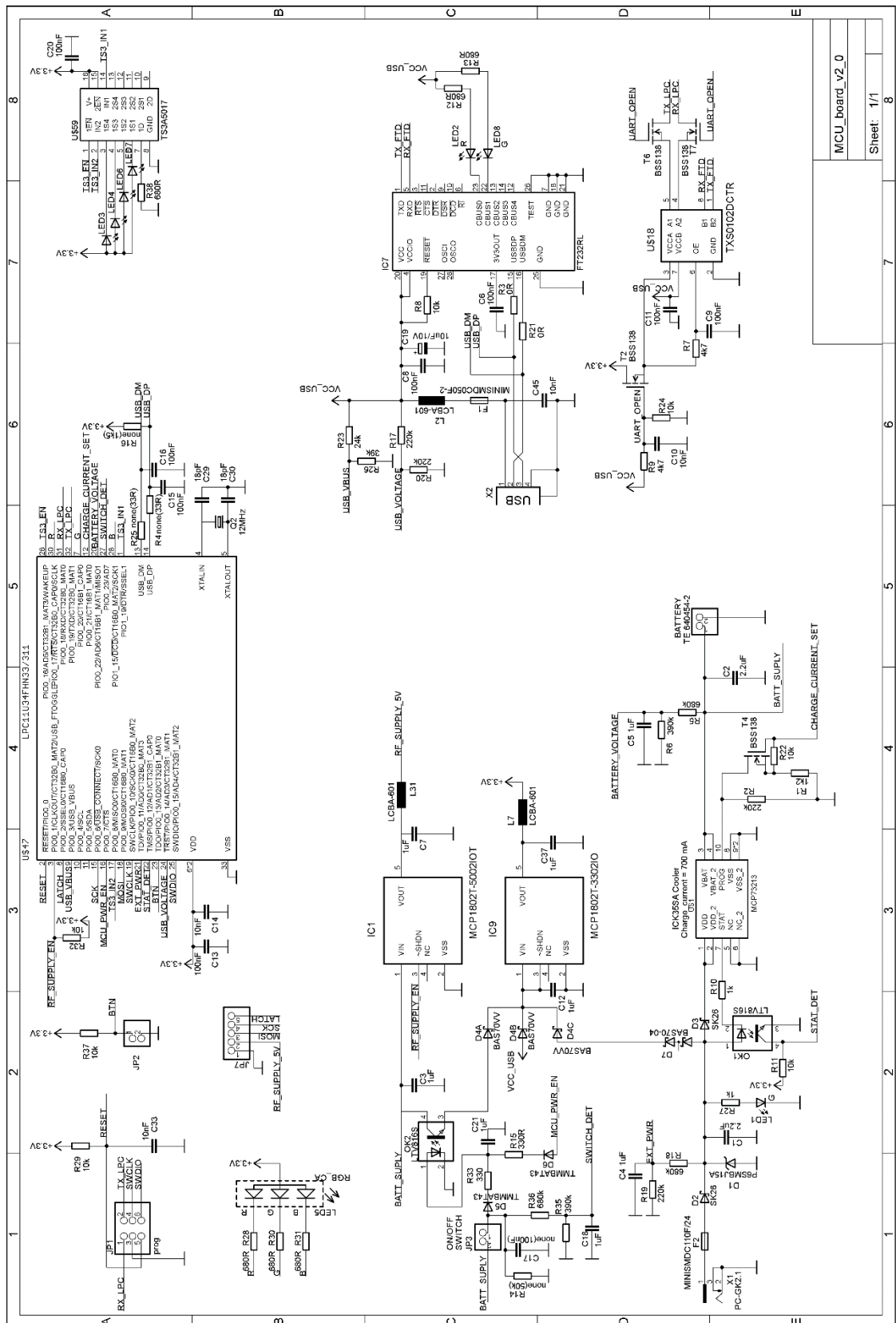
Rozměr desky 116 x 64 [mm]

Deska plošných spojů anténního předzesilovače pro měření EMI (RF_support_v2_1) – osazovací plán

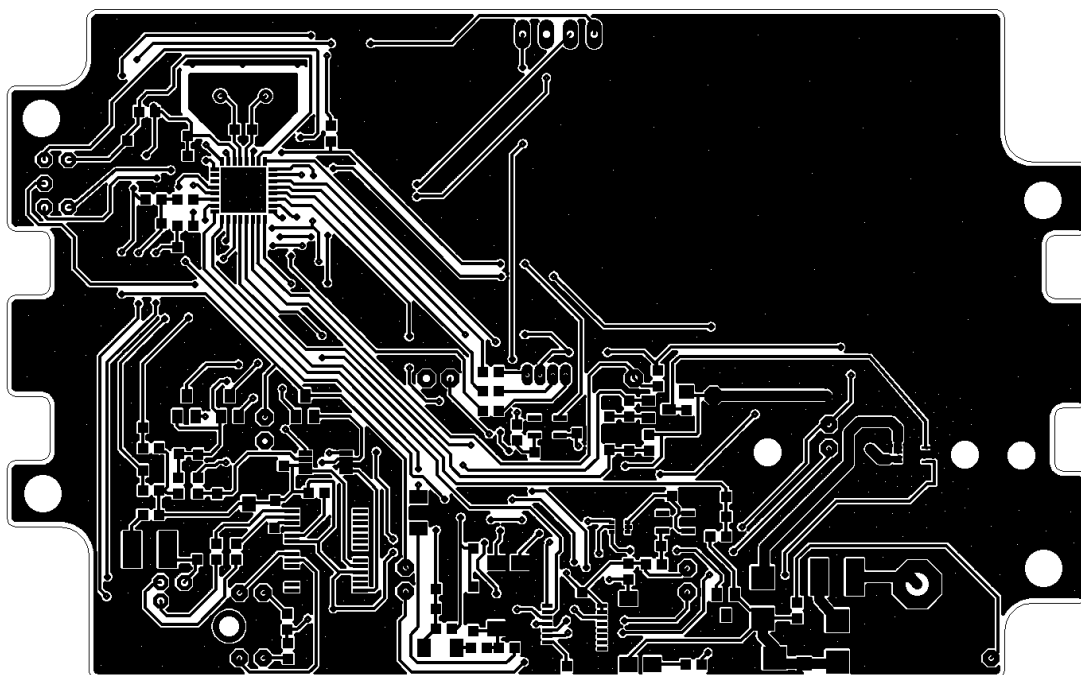


Rozměr desky 116 x 64 [mm]

Obvodové zapojení anténního předzesilovače pro měření EMI (MCU_board_v2_0)

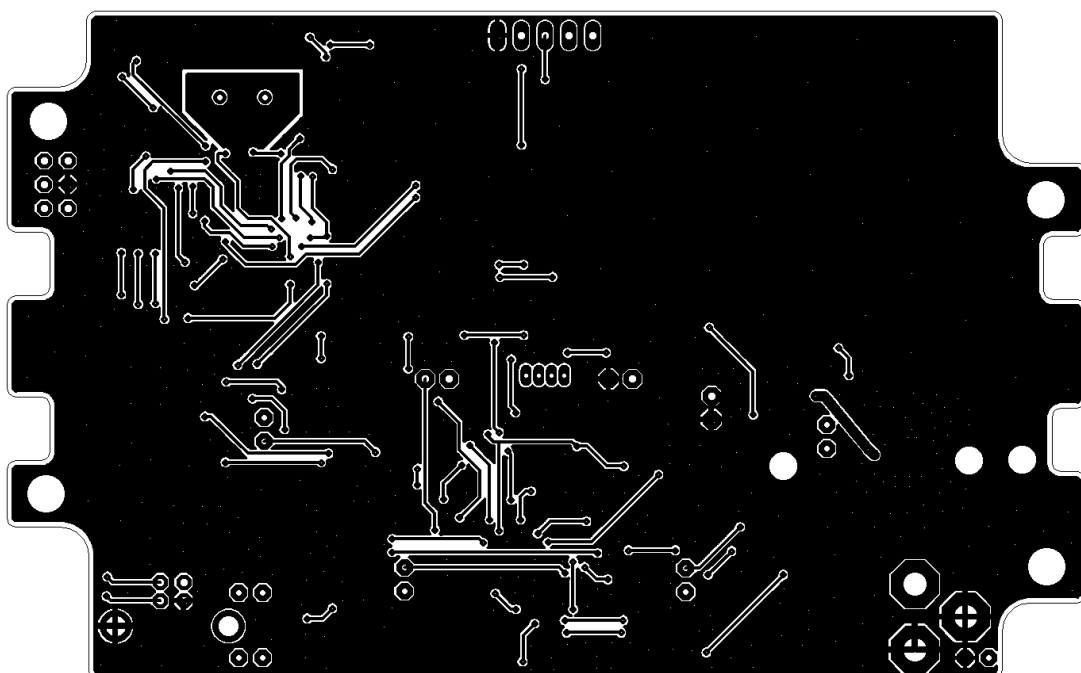


**Deska plošných spojů anténního předzesilovače pro měření
EMI (MCU_board_v2_0) – top vrstva**



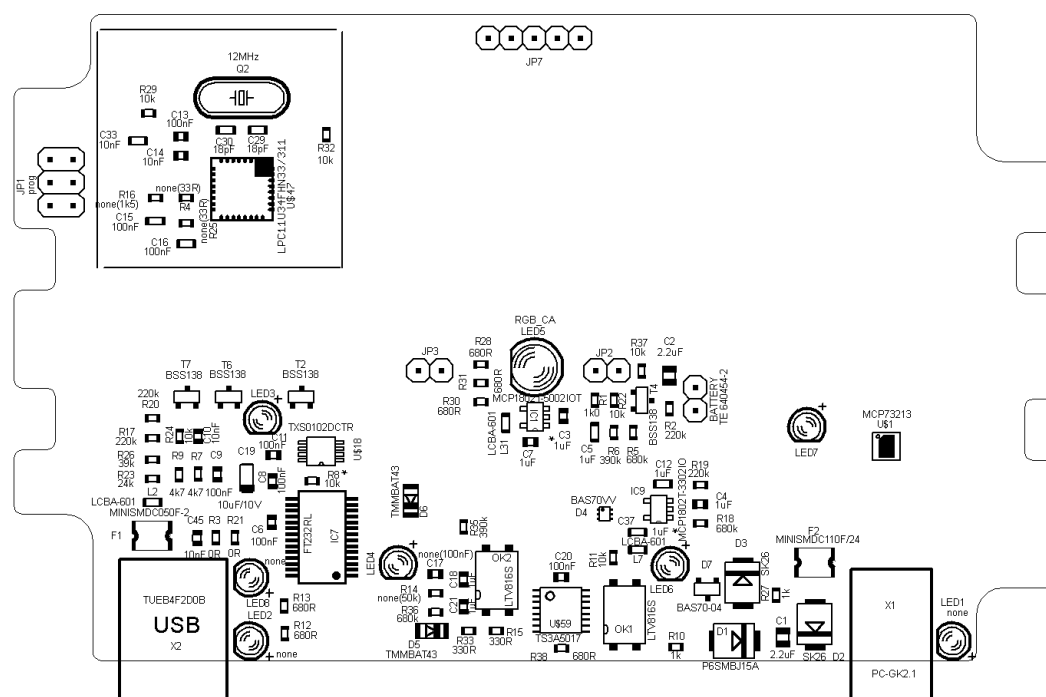
Rozměr desky 116 x 73 [mm]

**Deska plošných spojů anténního předzesilovače pro měření
EMI (MCU_board_v2_0) – bottom vrstva**



Rozměr desky 116 x 73 [mm]

Deska plošných spojů anténního předzesilovače pro měření EMI (MCU_board_v2_0) – osazovací plán



Rozměr desky 116 x 73 [mm]

C SEZNAM SOUČÁSTEK

Seznam součástek pro desku plošných spojů anténního předzesilovače pro měření EMI (RF_support_v2_1)

Označení	Hodnota	Pouzdro	PopisC5
C1	180 pF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G, 1%
C2	180 pF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G, 1%
C3	100 pF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C4	0,1 uF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C5	2,2 uF	C0805	Keramický kondenzátor, X7R
C6	1 nF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C7	1 nF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C8	100 pF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C9	0,1 uF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C10	2,2 uF	C0805	Keramický kondenzátor, X7R
C11	1 nF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C12	1 nF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C13	1 nF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C14	1 nF	C0402	Keramický kondenzátor, C0G
C15	2,2 uF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C16	2,2 uF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C17	1 nF	C0402	Keramický kondenzátor, C0G
C19	1 nF	C0402	Keramický kondenzátor, C0G
C20	1 nF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C21	1 nF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
D1	ESD103-B1-02EL	DFN100X60X32-2N-V	ESD ochrana vstupu
JP2	PINHD-1X5	1X05	Pin header
L1	820 nH	L0603	RF induktor
L2	220 nH	L0603	RF induktor
L3	820 nH	L0603	RF induktor
L4	LCBA-601	L0603	Feritový korálek
L20	LCBA-601	L0603	Feritový korálek
L21	LCBA-601	L0603	Feritový korálek
L22	LCBA-601	L0603	Feritový korálek
R1	33R	R0402	Rezistor, 1%
R2	39R	R0603	Rezistor, 1%
R3	150R	R0603	Rezistor, 1%
R4	150R	R0603	Rezistor, 1%

R5	75R	R0402	Rezistor, 1%
R6	0R	R0402	Rezistor, 1%
R7	180R	R0402	Rezistor, 1%
R8	180R	R0402	Rezistor, 1%
R9	100R	R0402	Rezistor, 1%
R10	100R	R0402	Rezistor, 1%
R11	None	R0402	Rezistor, 1%
R12	None	R0402	Rezistor, 1%
R13	None	R0402	Rezistor, 1%
R14	None	R0402	Rezistor, 1%
U\$1	MGA-30889	SOT89	MMIC zesilovač
U\$2	MGA-30889	SOT89	MMIC zesilovač
U1	74LVC1G04	SOT23-5	Invertor
U2	74LVC1G04	SOT23-5	Invertor
IC1	PE4259	SC-70-6L	RF switch
IC2	PE4259	SC-70-6L	RF switch
IC3	PE4259	SC-70-6L	RF switch
IC4	PE4259	SC-70-6L	RF switch
-	-	-	N male konektor do panelu
-	-	-	N female konektor do panelu

Seznam součástek pro desku plošných spojů anténního předzesilovače pro měření EMI (MCU_board_v2_0)

Označení	Hodnota	Pouzdro	PopisC5
Battery	CL-18650-26H/2S1P	-	Akumulátor 2600 mAh, 7,2 V
C1	2,2 uF	C0805	Keramický kondenzátor, X7R
C2	2,2 uF	C0805	Keramický kondenzátor, X7R
C3	1 uF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C4	1 uF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C5	1 uF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C6	100 nF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C7	1 uF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C8	100 nF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C9	100 nF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C10	10 nF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C11	100 nF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C12	1 uF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C13	100 nF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C14	10 nF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C15	100 nF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C16	100 nF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C17	none (100 nF)	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C18	1 uF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C19	10 uF/10V	C0603	Tantalový kondenzátor
C20	100 nF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C21	1uF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C29	18 pF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C30	18 pF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C33	10 nF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C37	1 uF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C45	10 nF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
D1	P6SMBJ15A	SMB	Transil
D2	SK26	SMB	Shottkyho dioda
D3	SK26	SMB	Shottkyho dioda
D4	BAS70VV	SOT666	Shotkyho diody
D5	TMMBAT43	D-SOD80C	Shottkyho dioda
D6	TMMBAT43	D-SOD80C	Shottkyho dioda
D7	BAS70-04	SOT23	Shottkyho diody
F1	MINISMDC05F-2	F1812	SMD pojistka
F2	MINISMDC110F/24	F1812	SMD pojistka

IC1	MCP1802T-5002I/OT	SOT95P270X145-5N	Lineární stabilizátor 5V0
IC7	FT232RL	SSOP28	FTDI driver
IC9	MCP1802T-3002I/OT	SOT95P270X145-5N	Lineární stabilizátor 3V3
JP1	PINHD-2X3	2X03	Pin header
JP2	PINHD-1X2	1X02	Pin header
JP3	PINHD-1X2	1X02	Pin header
JP7	PINHD-1x05	1X05	Pin header
L2	LCBA-601	L0603	Feritový korálek
L7	LCBA-601	L0603	Feritový korálek
L31	LCBA-601	L0603	Feritový korálek
LED1	None	LED 3MM	Zelená LED
LED2	None	LED 3MM	Červená LED
LED3	Blue	LED 3MM	Modrá LED
LED4	Blue	LED 3MM	Modrá LED
LED5	RGB_CA	LED5MM_RGB	RGB LED
LED5	Blue	LED 3MM	Modrá LED
LED6	Blue	LED 3MM	Modrá LED
LED7	Blue	LED 3MM	Modrá LED
LED8	None	LED 3MM	Zelená LED
OK1	LTV816S	SMD4	Opto coupler
OK2	LTV816S	SMD4	Opto coupler
Q2	CRYSTALHC49S	HC49/S	12 MHz krystal
R1	1k	R0603	Rezistor, 1%
R2	220k	R0603	Rezistor, 1%
R3	0R	R0603	Rezistor, 1%
R4	None	R0603	Rezistor, 1%
R5	680k	R0603	Rezistor, 1%
R6	390k	R0603	Rezistor, 1%
R7	4k7	R0603	Rezistor, 1%
R8	10k	R0603	Rezistor, 1%
R9	4k7	R0603	Rezistor, 1%
R10	1k	R0603	Rezistor, 1%
R11	10k	R0603	Rezistor, 1%
R12	680R	R0603	Rezistor, 1%
R13	680R	R0603	Rezistor, 1%
R14	None	R0603	Rezistor, 1%
R15	330R	R0603	Rezistor, 1%
R16	None	R0603	Rezistor, 1%
R17	220k	R0603	Rezistor, 1%

R18	680k	R0603	Rezistor, 1%
R19	220k	R0603	Rezistor, 1%
R20	220k	R0603	Rezistor, 1%
R21	0R	R0603	Rezistor, 1%
R22	10k	R0603	Rezistor, 1%
R23	24k	R0603	Rezistor, 1%
R24	10k	R0603	Rezistor, 1%
R25	None	R0603	Rezistor, 1%
R26	39k	R0603	Rezistor, 1%
R27	1k	R0603	Rezistor, 1%
R28	680R	R0603	Rezistor, 1%
R29	10k	R0603	Rezistor, 1%
R30	680R	R0603	Rezistor, 1%
R31	680R	R0603	Rezistor, 1%
R32	10k	R0603	Rezistor, 1%
R33	330R	R0603	Rezistor, 1%
R35	390k	R0603	Rezistor, 1%
R36	680k	R0603	Rezistor, 1%
R37	10k	R0603	Rezistor, 1%
R38	680R	R0603	Rezistor, 1%
T2	BSS138	SOT23	MOSFET-N
T4	BSS138	SOT23	MOSFET-N
T6	BSS138	SOT23	MOSFET-N
T7	BSS138	SOT23	MOSFET-N
U\$1	MCP73213	DFN10	Kontrolér nabíjení
U\$18	TS0102DCTR	SSOP-8	Měnič úrovní
U\$47	LPC11U34FHN33/311	HVQFN33-7X7	Mikroprocesor
U\$59	TS3A5017	TSSOP16	Multiplexor
X1	PC-GK2.1	-	Napájecí konektor
X2	TUEb4F2D0B	USB-B	USB-B konektor